

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**MÁSTER UNIVERSITARIO DE INGENIERÍA
DE TELECOMUNICACIÓN**

TRABAJO FIN DE MÁSTER

**ESTUDIO Y CARACTERIZACIÓN DEL CANAL Y
DE LA PROPAGACIÓN EN ONDAS
MILIMÉTRICAS, ORIENTADA A SU UTILIZACIÓN
EN REDES DE COMUNICACIONES MÓVILES 5G.**

ALEJANDRO DURÁN BARRADO

2017

(Página par en blanco)

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Trabajo fin de Máster

Título: ESTUDIO Y CARACTERIZACIÓN DEL CANAL Y DE LA PROPAGACIÓN EN ONDAS MILIMÉTRICAS, ORIENTADA A SU UTILIZACIÓN EN REDES DE COMUNICACIONES MÓVILES 5G.

Autor: Alejandro Durán Barrado

Tutor: José Manuel Riera Salís

Departamento: Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones

Miembros del tribunal

Presidente: D.

Vocal: D.

Secretario: D.

Suplente: D.

Los miembros del tribunal arriba nombrado acuerdan otorgar la calificación de:

Madrid, a de de 20...

(Página par en blanco)

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**MÁSTER UNIVERSITARIO DE INGENIERÍA
DE TELECOMUNICACIÓN**

TRABAJO FIN DE MÁSTER

**ESTUDIO Y CARACTERIZACIÓN DEL CANAL Y
DE LA PROPAGACIÓN EN ONDAS
MILIMÉTRICAS, ORIENTADA A SU UTILIZACIÓN
EN REDES DE COMUNICACIONES MÓVILES 5G.**

ALEJANDRO DURÁN BARRADO

2017

(Página par en blanco)

Resumen

La tendencia hacia un consumo de datos vía redes móviles cada vez mayor y la demanda de servicios con requerimientos más específicos, contribuyen a la idea de la 5G, ya que se vislumbran una serie de cambios tanto en la arquitectura de red como en la interfaz radio dentro de las comunicaciones móviles. Se antoja necesario por tanto el desarrollo de nuevas tecnologías orientadas hacia el incremento de la eficiencia espectral, la consecución de un mayor espectro electromagnético disponible y la densificación de la red. Entre todas ellas, hay una que destaca por encima del resto, debido a las mayores oportunidades que representa, las ondas milimétricas. La utilización de estas frecuencias garantiza la disponibilidad de una gran cantidad de espectro y además su adopción facilita la integración de otras tecnologías, empujadas por una longitud de onda reducida. Sin embargo, este salto en frecuencia acarrea una serie de retos e implicaciones técnicas, ya que se trata de una tecnología innovadora para este tipo de servicio.

Este trabajo se desarrolla dentro del ámbito de un proyecto de 3 años con fondos públicos, dirigido a analizar el uso de ondas milimétricas en comunicaciones fijas y móviles. El objetivo global de la parte de móviles reside en realizar un estudio de la viabilidad del uso de bandas de frecuencias milimétricas y llevar a cabo medidas de canal MIMO en alguna de las bandas milimétricas para comunicaciones móviles 5G.

Mi trabajo se incluye en una primera parte de este proyecto, enfocado en analizar las ondas milimétricas como una tecnología clave en la implantación de las redes 5G, y estimar de una forma aproximada el comportamiento del canal 5G en estas bandas y en términos de propagación. Para ello, este trabajo consta de dos partes. En primer lugar, se realizará un estudio a partir de los modelos de propagación y de canal existentes para frecuencias milimétricas, tanto para interior de edificios como en exteriores, así como se recogerá una recopilación de las principales medidas experimentales realizadas por otros investigadores y publicadas en la literatura científica. Para un análisis en profundidad se analizarán diferentes modelos de propagación, a partir de conjuntos de medidas disponibles provenientes de estas campañas. En segundo lugar, se diseñará e implantará un banco de medidas en el laboratorio con equipos transmisor y receptor que permitirá a posteriori llevar a cabo campañas de medidas para la caracterización del canal 5G. Además, se realizarán simulaciones del comportamiento del canal 5G en MATLAB, gracias al software publicado por la universidad de Nueva York, que permitirán obtener un conocimiento previo de las características del canal 5G que servirá de base para el desarrollo del proyecto. El objetivo es analizar y comentar los datos obtenidos en la simulación, contrastándolos con datos obtenidos de otras publicaciones y extraer conclusiones. Mediante todo este trabajo se buscará determinar de forma general la viabilidad del empleo de estas frecuencias.

Abstract

The rapid increase of mobile data traffic and the use of smartphones are creating unprecedented challenges for wireless service providers to overcome a global bandwidth shortage. As the demand for capacity in mobile broadband communications increases dramatically every year, wireless carriers must be prepared to support up to a thousand-fold increase in total mobile traffic by 2020, requiring researchers to seek greater capacity and to find new wireless spectrum beyond the 4G standard. The concept of 5G is present in research activities in the recent years, as a framework to develop new wireless standards that satisfy these needs.

This work is developed within the scope of a 3-year project with public funds, aimed at analysing the use of millimetre waves in fixed and mobile communications. The overall objective of the mobile part is to study the feasibility of using millimetre frequency bands and to carry out MIMO channel measurements in some of the millimetre bands for 5G mobile communications.

My work is included in a first part of this project, it is focused on millimetre waves and divided into two parts. On one hand, the existing propagation and channel models are analysed, besides the main measurement campaigns carried out for millimetre waves by other researchers. On the other hand, a measurement setup is designed and deployed in the laboratory with a transmitter and receiver equipment, to carry out measurement to characterize the 5G channel. In addition, some simulations to characterize the 5G channel behaviour in MATLAB are carried out, thanks to the software published by the University of New York, which allow to obtain a previous knowledge of the characteristics of the 5G channel that will be the basis for the development of the project. The objective is to analyse and comment the data obtained in the simulation, contrasting them with data obtained from other publications and drawing conclusions.

The main objective of this work is to assess the feasibility of using millimetre waves for the next generation of mobile communication systems, contributing with our results to the research community interested on this subject.

Palabras clave

Ondas milimétricas, 5G, modelos de propagación, modelos de canal, pérdidas de enlace, experimentaciones, banco de medidas, longitud de onda, redes móviles, interfaz radio, simulación, MATLAB.

Índice de contenido

1. Introducción	1
2. El camino hacia la 5G.....	3
2.1. Evolución de las comunicaciones móviles.....	3
2.2. Contexto actual y necesidades para 2020.....	4
2.2. Definición de posibles escenarios 5G	5
Increíblemente rápido.....	6
Excelente servicio entre multitudes.....	6
Comunicación entre dispositivos ubicuos.....	6
La mejor experiencia en movimiento	6
Conexión fiable y a tiempo real	7
2.3. Concepto 5G	8
<i>Extreme Mobile Broadband (xMBB)</i>	8
Comunicaciones tipo máquina masivas y fiables (mMTC-uMTC).....	9
Requisitos y KPIs de la 5G.....	10
2.4. Iniciativas globales.....	11
2.4.1. Europa: METIS y 5G-PPP.	12
2.4.2. China: IMT-2020.....	13
2.4.3. Corea: 5G Forum.....	13
2.4.4. Japón: ARIB 2020 and Beyond Ad Hoc.....	13
2.4.5. Otras iniciativas 5G	14
2.5. Estandarización.....	14
2.5.1. ITU-R.....	14
2.5.2. FCC	15
2.5.3. 3GPP.....	16
2.5.4. IEEE.....	16
3. Tecnologías clave en 5G.....	17
3.1. Tecnologías radio.....	18
3.1.1. Ondas milimétricas	18
3.1.2. MIMO masivo.....	18
<i>Beamforming</i>	20

Multiplexación espacial.....	20
3.1.3. Optimización de técnicas dúplex	20
Utilización dinámica de UL/DL	21
<i>Full duplex</i>	21
3.1.4. Esquemas de acceso múltiple alternativos.....	22
PD-NOMA (<i>Power Domain Non-Orthogonal Multiple Access</i>).....	23
MUSA (<i>Multi-User Shared Access</i>)	24
SCMA (<i>Sparse Code Multiple Access</i>)	24
PDMA (<i>Pattern Division Multiple Access</i>).....	25
3.1.5. Formas de onda alternativas	25
3.2. Tecnologías de red.....	26
3.2.1. C-RAN	26
3.2.2. Redes ultra densas (UDN)	28
3.2.3. Redes definidas por software (SDN)	28
3.2.4. Virtualización de funciones de red (NFV)	29
3.2.5. Redes auto organizadas (SON).....	29
3.2.6. Comunicaciones D2D	30
4. Introducción al uso de ondas milimétricas en móviles	32
4.1. Espectro	33
4.2. Propagación	35
4.3. Utilización	37
Enlaces de acceso móvil	37
Enlaces de <i>backhaul</i>	37
5. Catálogo de experimentos de propagación en ondas milimétricas publicados.....	38
5.1. Universidad de Austin – Medidas UMa 38 y 60 GHz.....	39
5.1.1. Medidas UMa en 38 GHz.....	39
5.1.2. Medidas UMa en 60 GHz.....	39
5.2. Universidad de Nueva York – Medidas UMa, UMi e InH en 28 y 73 GHz	40
5.2.1. Medidas en UMa y UMi en 28 y 73 GHz	40
5.2.2. Medidas InH en 28 y 73 GHz	41
5.3. Universidad Aalborg– Medidas UMa en 10, 18 y 28 GHz.....	42
5.4. Qualcomm – Medidas UMi e InH en 2.9, 29 y 61 GHz	43

5.5. Universidad Aalto – Medidas UMi en 28, 63 y 81-86 GHz e InH en 28 y 63 GHz....	43
5.5.1. Medidas UMi en 28, 63 y 81-86 GHz.....	43
5.5.2. Medidas InH en 28 y 63 GHz	44
5.6. Ericsson – Medidas UMa en 15 y 28 GHz e InH en 58.68 GHz	46
5.6.1. Medidas UMa en 15 y 28 GHz	46
5.6.2. Medidas InH en 58.68 GHz	46
5.7. ETRI Corea – Medidas UMa e InH en 28 y 38 GHz.....	46
5.7.1. Medidas UMa en 28 y 38 GHz	47
5.7.2. Medidas InH en 28 GHz	47
5.7.3. Medidas InH en 38 GHz	49
5.8. Huawei – Medidas UMi e InH en 28 y 73 GHz.....	50
5.8.1. Medidas UMi en 28 y 73 GHz	50
5.8.2. Medidas InH en 28 y 73 GHz	50
5.9. NTT DOCOMO– Medidas UMa en 8.45, 26.4 y 37.1 GHz, UMi en 26.4 GHz e InH en 19.85 GHz.....	51
5.9.1. Medidas UMa en 8.45, 26.4 y 37.1 GHz	51
5.9.2. Medidas UMi en 26.4 GHz.....	52
5.9.3. Medidas InH en 19.85 GHz	52
5.10. Berlín HHI – Medidas UMi en 10.25, 28.5, 41.5 y 82.5 GHz	53
5.11. Instituto de Tecnología de Tokio y NTT Docomo –Medidas UMa y UMi en 11 GHz	53
5.12. Universidad de Bristol – Medidas InH en 60 GHz.....	53
5.13. Universidad de Durham – Medidas InH y UMi en 30 y 60 GHz.....	53
5.14. Orange – Medidas O2I en 10.5 y 17.3 GHz.....	55
5.15. CEA – Medidas InH en 82 GHz	55
5.16. Samsung & KAIST – Medidas UMa e InH en 28 GHz	55
5.16.1. Medidas UMa en 28 GHz.....	55
5.16.2. Medidas InH en 28 GHz	56
5.17. Universidad L’Aquila – Medidas InH en 60 GHz	57
5.18. China Mobile y Universidad de telecomunicación de Beijing (BUPT) – Medidas InH en 14, 20, 23, 26 y 28 GHz	57
5.19. Nokia – Medidas de pérdidas por bloqueo en 28, 39 y 73 GHz	58
5.20. Conclusiones	59
6. Modelos de propagación y de canal.....	61

6.1. Modelos de propagación.....	61
6.1.1. Modelos de propagación recomendados por la UIT	62
Rec. UIT-R P.1411-8.....	62
Rec. UIT-R P.1238-8.....	64
6.1.2. Modelos de propagación experimentales	65
Modelo <i>Floating intercept</i> (FI)	65
Modelo <i>Close-in free space reference</i> (CI)	65
Modelo <i>Alpha-Beta-Gamma</i> (ABG).....	67
Modelo <i>Close-in free space reference frequency dependant</i> (CIF)	70
6.2. Modelos de canal.....	71
6.2.1. Modelos de canal estocásticos.	72
WINNER+	73
3GPP-3D	73
QuaDRiGa	74
COST 2100	74
IEEE 802.11ad.....	74
MiWEBA	75
METIS.....	75
NYU Wireless.....	76
6.2.2. Modelos de canal basados en mapas.	77
Trazado de rayos	77
Modelo METIS basado en mapas.....	78
7. Diseño de un banco de medidas para frecuencias milimétricas	84
7.1. Especificaciones del transmisor.....	85
7.1.1. Descripción general del diagrama de bloques del TX.....	85
7.1.2. Generador de señal y multiplicador de frecuencia	86
Generador	86
Multiplicador	86
7.1.3. Conmutador	87
7.1.4. Antenas	88
7.2. Especificaciones del receptor	89
7.2.1. Descripción del diagrama de bloques del receptor móvil	89
7.2.2. Antenas	90

7.2.3. Preamplificador.....	91
7.2.4. Generador de señal, multiplicador de frecuencia y atenuador.....	93
Generador	93
Multiplicador	94
Atenuador	94
7.2.5. <i>Downconverter</i>	95
7.2.6. Amplificador-atenuador híbrido IF	96
7.2.7. Osciloscopio	98
8. Evaluación teórica de diferentes escenarios para las campañas de medidas.	99
8.1. Análisis del banco de medidas a 28 GHz, para una situación LoS con una distancia TX-RX de 5 metros en InH.....	101
8.2. Análisis del banco de medidas a 28 GHz, para una situación NLoS con una distancia TX-RX de 10 metros en InH.....	103
8.3. Análisis del banco de medidas a 38 GHz, para una situación LoS con una distancia TX-RX de 5 metros en InH.....	105
8.4. Determinación de la distancia máxima entre equipos, en función de la sensibilidad del osciloscopio	107
Caso de prueba a 28 GHz para una situación NLoS en InH.....	107
Caso de prueba a 38 GHz para una situación NLoS en InH.....	108
8.5. Determinación de la distancia máxima entre equipos, en función de la SNR objetivo.....	108
Caso de prueba a 28 GHz	108
Caso de prueba a 38 GHz	113
9. Realización de simulaciones de canal	117
9.1. Descripción del modelo	118
Aproximación clúster temporal – lóbulo espacial.....	119
9.2. Estudio del comportamiento del canal 5G de acuerdo al software de la Universidad de Nueva York.....	122
9.2.1. Consideraciones previas	122
9.2.2. Simulación de canal a 28 GHz	124
Simulación de un entorno LoS	124
9.2.3. Simulación de canal a 38 GHz	134
Simulación de un entorno LoS	134
Simulación de un entorno NLoS.....	137

9.2.4. Simulación de canal para el banco de medidas diseñado	140
Simulación a 28 GHz de un entorno LoS	140
Simulación MIMO a 38 GHz de un entorno LoS	142
10. Conclusiones y líneas futuras.....	144
10.1. Conclusiones	144
10.2. Líneas futuras.....	146
Referencias	148

Lista de figuras

Figura 1. Evolución del tráfico móvil mensual [3].	5
Figura 2. Escenarios 5G de acuerdo al proyecto METIS [4].	6
Figura 3. Relación entre los 5 escenarios y los 12 casos de prueba desarrollados en el proyecto METIS [4].	8
Figura 4. Evolución del número de dispositivos conectados.	9
Figura 5. Tipos de acceso a red.	10
Figura 6. Comparación de prestaciones entre IMT-Advanced e IMT-2020 [6].	11
Figura 7. Hoja de ruta de los principales programas globales de desarrollo del 5G [17].	12
Figura 8. Bandas de frecuencias propuestas por región y finalmente aprobadas por la UIT.	15
Figura 9. Comparación de las bandas de frecuencias propuestas por la UIT y la FCC [62].	16
Figura 10. Relación entre tecnologías y KPIs de la 5G.	17
Figura 11. Escenario MIMO masivo [18].	19
Figura 12. Sistema de cancelación de interferencia [21].	22
Figura 13. Reutilización del espectro con PD-NOMA [22].	24
Figura 14. Arquitectura C-RAN.	27
Figura 15. Arquitectura de comunicación D2D.	31
Figura 16. Espectro potencial para las redes de comunicaciones móviles 5G.	32
Figura 17. Esquema de la futura arquitectura física desplegada en ciudades.	37
Figura 18. Distribución de equipos a lo largo de la novena planta del Centro MetroTech2 [40].	41
Figura 19. Escenario de medidas del aeropuerto de Helsinki [44].	45
Figura 20. Escenario de medidas de la estación de tren de Seúl [47].	48
Figura 21. Escenario de medidas del aeropuerto de Incheon [47].	49
Figura 22. Distribución de equipos a lo largo la oficina de Huawei [47].	51
Figura 23. Escenario de medidas del centro de I+D de NTT DOCOMO [47].	52
Figura 24. Distribución de equipos en el edificio del campus KAIST [47].	56

Figura 25. Distribución de equipos a lo largo de la oficina [47].	58
Figura 26. Evolución de los modelos de canal estocásticos [44].	73
Figura 27. Diagrama de bloques de la aplicación del modelo basado en mapas [45].	79
Figura 28. Trayectos posibles entre TX y RX en un ambiente dispersivo.	80
Figura 29. Esquema completo del transmisor.	85
Figura 30. Generador de señal y multiplicador de frecuencia	86
Figura 31. Generador de señal analógico N5173B ENG-X [80]	86
Figura 32. Conmutador.	87
Figura 33. Antenas del TX.	88
Figura 34. Antena tipo bocina QSH-SL-26-40-K-20 [82]	88
Figura 35. Esquema completo del receptor	90
Figura 36. Antenas del RX.	90
Figura 37. Antena omnidireccional QOM-SL-26-40-K-SG-R [83]	91
Figura 38. Preamplificador RF	91
Figura 39. Curva de ganancia del preamplificador U7227F-8F [84]	92
Figura 40. Preamplificador U7227F-8F [84]	92
Figura 41. Generador de señal, multiplicador de frecuencia y atenuador	93
Figura 42. Generador de señal analógico N5173B ENG-X [80]	93
Figura 43. <i>Downconverter</i>	95
Figura 44. Curva de pérdidas del <i>downconverter</i> M9362AD01 – F50.	95
Figura 45. <i>Downconverter</i> M9362AD01 – F50 y su diagrama de bloques interno.	96
Figura 46. Amplificador-atenuador IF	96
Figura 47. Bloque amplificador-atenuador híbrido M9352A-H02 y su diagrama de bloques interno.	97
Figura 48. Osciloscopio	98
Figura 49. Osciloscopio DSOS104A [87].	98
Figura 50. Esquema del receptor para 28 GHz.	109
Figura 51. Esquema del receptor para 38 GHz.	113
Figura 52. Representación de un <i>time cluster</i> [76]	119

Figura 53. Representación de un <i>spatial lobe</i> [76]	121
Figura 54. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2.....	126
Figura 55. Espectro de potencia AoA y AoD para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2	126
Figura 56. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, LoS y SISO	127
Figura 57. Espectro de potencia AoA y AoD para 28 GHz, LoS y SISO	127
Figura 58. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, LoS y MIMO 64x64.....	128
Figura 59. Espectro de potencia AoA y AoD para 28 GHz, LoS y MIMO 64x64	128
Figura 60. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2	131
Figura 61. Espectro de potencia AoA y AoD para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2.....	131
Figura 62. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2 (UMa).....	132
Figura 63. Espectro de potencia AoA y AoD para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2 (UMa)	132
Figura 64. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, NLoS, MIMO 2x2 y presencia de lluvia.	133
Figura 65. Espectro de potencia AoD y AoA para 28 GHz, NLoS, MIMO 2x2 y presencia de lluvia	133
Figura 66. PDP omnidireccional generado para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2.....	136
Figura 67. Espectro de potencia AoD y AoA para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2	137
Figura 68. PDP omnidireccional generado para 38 GHz, NLoS y MIMO 2x2	139
Figura 69. Espectro de potencia AoA para 38 GHz, NLoS y MIMO 2x2	140
Figura 70. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2.....	142
Figura 71. PDP omnidireccional generado para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2.....	143

Lista de tablas

Tabla 1. Distribución del espectro por tecnologías hasta 3 GHz.....	34
Tabla 2. Catálogo de experimentaciones publicadas.....	59
Tabla 3. Extensiones propuestas por METIS.	76
Tabla 4. Comparación de los modelos de canal existentes,	83
Tabla 5. Parámetros de entrada para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2	124
Tabla 6. Resultados de las componentes multitrayecto para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2.	125
Tabla 7. Parámetros de entrada para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2	129
Tabla 8. Resultados de las componentes multitrayecto para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2.	130
Tabla 9. Parámetros de entrada para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2	134
Tabla 10. Resultados de las componentes multitrayecto para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2.	135
Tabla 11. Parámetros de entrada para 38 GHz, NLoS y MIMO 2x2	137
Tabla 12. Resultados de las componentes multitrayecto para 38 GHz, NLoS y MIMO 2x2.	138
Tabla 13. Parámetros de entrada para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2	141
Tabla 14. Parámetros de entrada para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2	142

1. Introducción

Resulta importante resaltar en un primer lugar los objetivos que cubre este trabajo. En primer lugar, se provee una amplia descripción del estado del arte de las principales campañas de investigación llevadas a cabo en la actualidad, con especial foco en las que se encuentran por debajo de 40 GHz, de las que se extraen detalles en cuanto a la realización y sobre todo se recogen los resultados y principales conclusiones. Además, este trabajo analiza en detalle los modelos tanto de propagación como de canal existentes para determinar si resultan extensibles para su aplicación a las ondas milimétricas. Todo este trabajo de análisis se aplica en la elaboración de un banco de medidas propio. Se diseña e implementa un banco de medidas completo que permita cubrir frecuencias milimétricas en especial las bandas más interesantes y realizar medidas de canal con configuración MIMO para evaluar el canal 5G. En su diseño se evalúan diferentes casos teóricos bajo las características de los equipos elegidos para comprobar que resulta extensible para diferentes escenarios. Por último, se realizan simulaciones mediante MATLAB para poder extraer conclusiones más en profundidad sobre el comportamiento del canal 5G y poder realizar así un análisis completo y extraer conclusiones acerca de la viabilidad de emplear frecuencias milimétricas en comunicaciones móviles.

El proyecto constará de cuatro bloques diferenciados, el contenido de cada uno de estos bloques se centra y se define a continuación:

Bloque 1: Comunicaciones móviles 5G: aspectos generales.

Se realiza una visión global, general y de conjunto de las necesidades y objetivos de la red, tendencias en los servicios y aplicaciones utilizados y tecnologías bajo estudio para aplicarse en la futura red de telecomunicaciones. Así mismo, se analizan las principales iniciativas en marcha junto con los resultados

Bloque 2: Análisis de las ondas milimétricas para 5G.

Es la parte central del proyecto y el objetivo de estudio principal del mismo, este bloque se centra en el estudio de las distintas iniciativas en marcha y de los modelos de propagación y de canal existentes, con el fin de determinar su adaptación.

Bloque 3: Desarrollo de un banco de medidas.

Debido al contexto en el que se desarrolla este proyecto, se recoge el diseño y análisis realizado para configurar un banco de medidas en el laboratorio con el fin de realizar medidas de propagación y canal 5G, en la propia Universidad.

Bloque 4: Simulaciones.

Por último, se realizarán simulaciones del comportamiento del canal 5G en MATLAB, gracias al software publicado por la Universidad de Nueva York, que permitirán obtener un conocimiento previo de las características del canal 5G.

2. El camino hacia la 5G

2.1. Evolución de las comunicaciones móviles

Para comenzar y ser capaces de entender el punto en el que nos encontramos, resulta interesante realizar un análisis histórico del desarrollo de las comunicaciones móviles a través de las diferentes generaciones móviles que se han ido implementando. Básicamente, esta evolución ha supuesto también un cambio de concepto, ya que las comunicaciones móviles aparecieron para soportar llamadas telefónicas y donde actualmente estas juegan un papel residual y la importancia reside en el acceso a la banda ancha móvil.

Todo este cambio se ha visto reflejado en la evolución de las distintas generaciones de comunicaciones móviles que se han ido sucediendo desde que en los años 1980 apareciera la primera generación, la 1G, que en España se vio reflejada en la tecnología TACS (*Total Access Communications System*), y que englobaba todas las tecnologías de comunicaciones móviles analógicas, con capacidad de transmitir voz y datos a muy baja velocidad. Tras esta primera idea, se desplegó la segunda generación vista la limitación de la primera, la 2G, con el desarrollo en Europa del estándar GSM (*Global System for Mobile Communications*), que significó una etapa de popularización de la red móvil. Se trataba de una tecnología ya digital cuya primera funcionalidad era la transmisión de voz, pero que también permitía la transmisión de datos a baja velocidad y el envío de mensajes cortos (SMS), que tuvieron un gran éxito. Poco tiempo después, se elaboró una generación de transición como es la 2.5G, sustentada en la tecnología GPRS (*General Packet Radio System*) que permitía una mayor capacidad de transmisión de hasta un máximo de 80 kbps. Esta transición fue el paso previo para la siguiente generación, la 3G, que vio la luz al inicio del siglo XXI y debido a la necesidad de aumentar la capacidad de transmisión de datos para ofrecer entre otros servicios el acceso a Internet. La 3G llegó a Europa de la mano de un sistema totalmente nuevo, UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*), apoyado en tecnología WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) y que permite velocidades de bajada en la práctica de hasta 384 kbps. A partir de este sistema, los sucesivos han ido tratando de aumentar tanto la velocidad de datos como la capacidad dando lugar a sistemas 3.5G, como HSDPA (*High-Speed Downlink Packet Access*) y HSUPA (*High-Speed Uplink Packet Access*). Por último, la generación más reciente y que continúa desplegándose en la actualidad es la 4G. Nace al inicio de esta década bajo la implementación del sistema LTE (*Long Term Evolution*), con una novedosa interfaz radioeléctrica basada en OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*) y un uso completo del protocolo IP. Se trata de una generación orientada a proveer al usuario de telefonía móvil de mayores velocidades de acceso llegando hasta los 300 Mbps de bajada. Sin embargo, a pesar de que el estándar que cumple realmente

con IMT-A (*International Mobile Telecommunications Advanced*) fijado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) para el término 4G, es el LTE-A (*Long Term Evolution Advanced*). Además, el pasado año se aprobó un nuevo estándar el LTE-Advanced Pro, y que como de manera tradicional ha venido sucediendo en la historia de las comunicaciones móviles supone una transición natural con prestaciones intermedias entre las generaciones 4G y 5G [1].

2.2. Contexto actual y necesidades para 2020

El gran desarrollo social y tecnológico que se está produciendo actualmente es cada vez más rápido y esto tiene su reflejo en los sistemas de comunicaciones. La tendencia hacia una sociedad totalmente conectada, hace que las redes de comunicaciones sean parte de nuestro día a día, presentes en todo tipo de servicios y siendo el motor del desarrollo innovador de negocios tradicionales y la mecha para el surgimiento de otros nuevos modelos de negocio. Es por ello, que las infraestructuras necesitan adaptarse a ese dinamismo y ser capaces de ofrecer versatilidad, adaptabilidad y escalabilidad.

El desarrollo y crecimiento de las tecnologías inalámbricas en la pasada década ha conllevado la expansión de smartphones, tabletas y los dispositivos *wearables*. Tal es su penetración que para el año 2020 se espera que el número de suscriptores de banda ancha móvil ascienda hasta los 8.4 mil millones, de los cuales 6.1 mil millones serán de smartphone y donde el tráfico procedente de éstos supondrá el 70% del tráfico móvil, quintuplicando el tráfico móvil total registrado en 2014 [2]. Además, para el año 2020 se espera que el tráfico procedente de smartphones supere al del PC, hasta ahora líder indiscutible, con porcentajes sobre el total de tráfico del 30% y 29% respectivamente.

Estas nuevas tecnologías traen consigo una mayor demanda de datos, videos y contenidos de acceso, lo que deriva en un crecimiento exponencial en la demanda y volumen del tráfico móvil e inalámbrico. Para poner de manifiesto este hecho, resulta importante destacar que el tráfico móvil crecerá anualmente un 47% entre los años 2016 y 2021, llegando a alcanzar los 49 Exabytes (EB) al mes de acuerdo a las predicciones de CISCO [3], representado así un 20% del tráfico total, que junto con el tráfico procedente de redes inalámbricas supondrán dos tercios del total. Este crecimiento está ligado al increíble aumento de la demanda de contenidos de video, que se espera que crezca un 45% anualmente, llegando a representar en 2020 el 78% de todo el tráfico móvil, 38 Exabytes mensuales, y también al número de dispositivos conectados a la red que multiplicará por tres la población mundial.

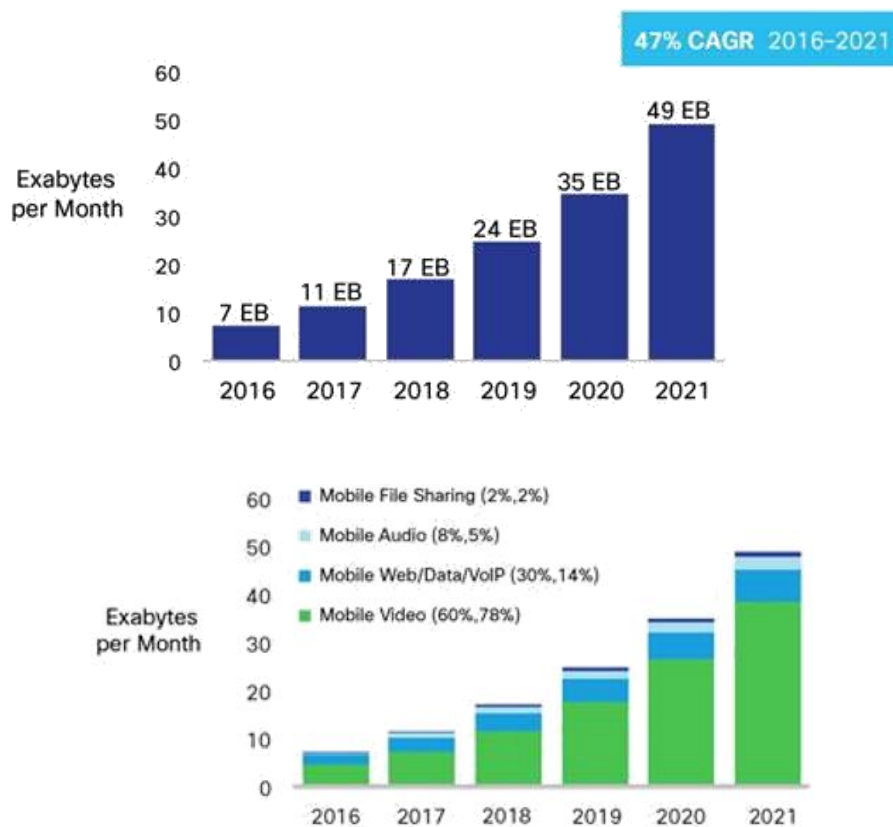


Figura 1. Evolución del tráfico móvil mensual [3].

2.2. Definición de posibles escenarios 5G

De acuerdo a estas previsiones, es un hecho que las capacidades de los sistemas de comunicaciones tienen que incrementarse para poder permitir el acceso a información y compartición de datos en cualquier lugar en cualquier momento con cualquiera persona o dispositivo.

Esto es una de las ideas clave en el nacimiento de la 5G, la cual puede representarse de una forma más esquemática por medio de una serie de escenarios, que han sido desarrollados en el ámbito del proyecto europeo METIS [4], son un total de cinco escenarios posibles centrados cada uno de ellos en un objetivo específico que los sistemas 5G deben cumplir. El conjunto de los mismos, proporciona los retos que se deberán de abordar en el desarrollo de la 5G y a partir de los cuales se han establecido una serie de objetivos y KPIs para la 5G, que son al fin y al cabo las principales métricas que definirán el estándar. En este punto se desarrollan cada uno de ellos y pueden apreciarse en la **Figura 2** como resumen.

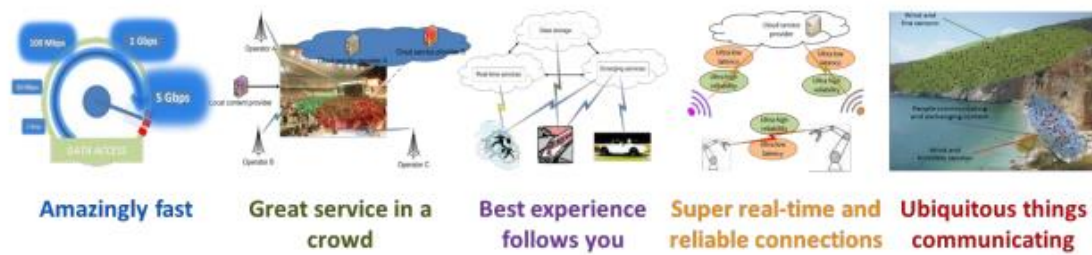


Figura 2. Escenarios 5G de acuerdo al proyecto METIS [4]

Increíblemente rápido

El objetivo de este escenario es proveer tasas de datos muy altas para que los usuarios experimenten una conectividad instantánea sin percibir retardos experimentando así una respuesta instantánea para cada acción. El reto técnico es proveer tasas de datos altas a nivel de aplicación. Para poder realizarlo se necesitan portadoras con mayor ancho de banda en nuevas bandas de frecuencias junto con una tecnología que permita gestionar las mismas.

Excelente servicio entre multitudes

El objetivo de este escenario es proveer anchos de banda razonables en lugares con grandes multitudes como estadios, festivales o atascos, permitiendo así una buena experiencia de usuario allí donde se congrega una gran cantidad de gente en un periodo corto de tiempo. El desafío técnico es proveer este servicio con una alta densidad de tráfico por área a pesar del gran número de dispositivos móviles, en combinación con limitaciones de coste en la implementación.

Comunicación entre dispositivos ubicuos

El objetivo de este escenario es realizar una gestión eficiente del gran número de dispositivos a desplegar, dando cabida a los diferentes requisitos de cada uno de ellos. Dentro de la amplia gama de dispositivos se encuentran de baja complejidad como por ejemplo sensores y actuadores, así como de mayor complejidad como los dispositivos médicos. Los requisitos resultantes varían en cuanto al tamaño de la carga útil de las tramas, la frecuencia de transmisión, el consumo de energía y la latencia entre otros, y que no pueden ser satisfechos por las redes móviles actuales. Resulta un reto la integración de la comunicación entre estos dispositivos en una red de comunicaciones unificada que acomode diferentes tipos de tráfico.

La mejor experiencia en movimiento

El objetivo de este escenario es dotar a los usuarios en movimiento de altos niveles de experiencia de usuario, tal y como sucede en ambientes habituales como el hogar o la oficina. Éstos deben de sentir que “la infraestructura de red les sigue”, en lugar de experimentar pobres coberturas como sucede actualmente, esperando

por tanto altas tasas de datos en todas las localizaciones. Para proveer la mejor experiencia a usuarios y dispositivos con alta movilidad, se necesitan soluciones de conectividad robustas y fiables, así como la habilidad de gestionar eficientemente la movilidad.

Conexión fiable y a tiempo real

El objetivo de este escenario es contemplar la necesidad de una mayor fiabilidad y una menor latencia que las registradas actualmente en las redes implementadas, las cuáles han sido diseñadas centradas en los humanos. En el futuro nuevas aplicaciones basadas en las comunicaciones M2M como la conducción autónoma, la eficiencia del tráfico o el control industrial requerirán restricciones más altas en cuanto a las necesidades planteadas, por lo que es necesario una evolución.

Para estos escenarios se definen un total de 12 casos de prueba que cubren aplicaciones prácticas de los sistemas 5G, donde cada uno de ellos puede abarcar más de un requisito, involucrando así más de un escenario. Estos casos de prueba se basan en futuras aplicaciones que cubren los requerimientos necesarios de cara a la 5G. A modo de resumen se recogen los casos de prueba desarrollados en METIS y se presenta en la **Figura 3** su relación con los escenarios anteriormente planteados. los casos de prueba junto con su identificador son:

- (TC1) Oficina de realidad virtual
- (TC2) Conectividad en entorno densamente urbano
- (TC3) Centro comercial
- (TC4) Estadio
- (TC5) Teleprotección en una red mallada inteligente
- (TC6) Tráfico
- (TC7) Punto ciego
- (TC8) Comunicación remota en tiempo real
- (TC9) Festival al aire libre
- (TC10) Comunicación de emergencia
- (TC11) Sensores y actuadores masivos
- (TC12) Seguridad vial

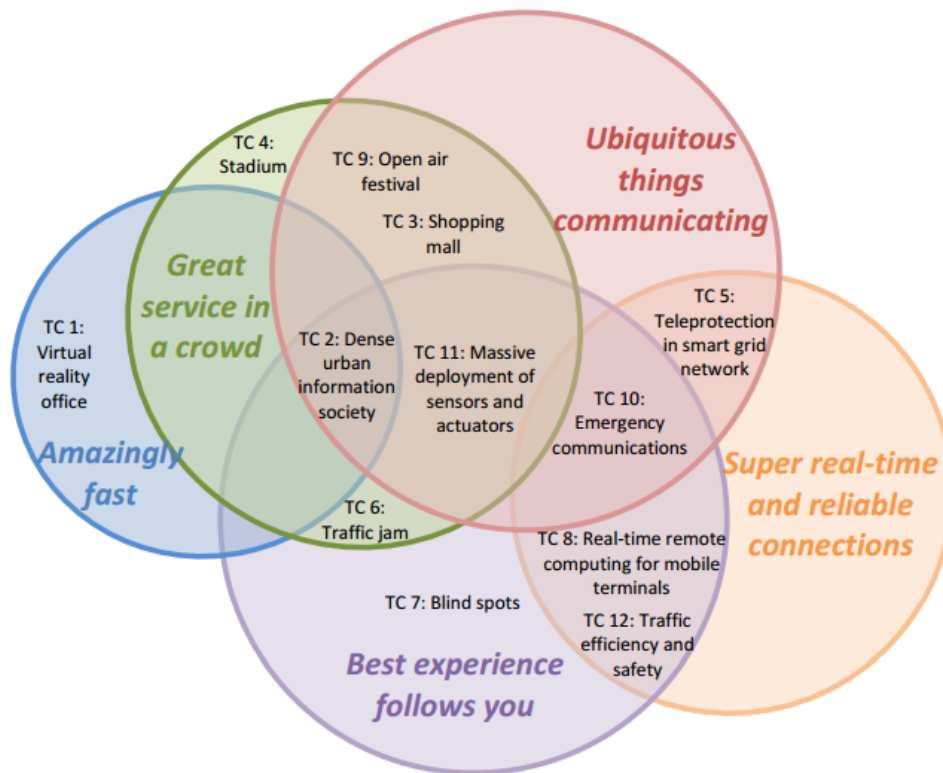


Figura 3. Relación entre los 5 escenarios y los 12 casos de prueba desarrollados en el proyecto METIS [4]

2.3. Concepto 5G

Conforme las predicciones hacen presagiar y a los casos de uso que se vislumbran para las futuras redes móviles, se erige necesario desarrollar una nueva generación de comunicaciones móviles que permita abarcar diferentes exigencias en cuanto a latencia, tasas y número de dispositivos, tal y como se ha observado en la descripción de los escenarios. Algunas de las claves que explican los primeros pasos de esta tecnología se describen a continuación.

Extreme Mobile Broadband (xMBB).

Se trata de extender los servicios MBB existentes y proveer comunicaciones versátiles que soporten nuevas aplicaciones que requieran altas tasas de datos, baja latencia y una experiencia de usuario más uniforme en el área de cobertura.

Las tasas de datos deberán alcanzar hasta el orden de Gbps, para ajustarse a los requerimientos que demandan aplicaciones como la realidad aumentada o virtual, el video en *streaming* de ultra-alta definición y además combinado con la baja latencia será clave para la Internet táctil [5] y el *cloud computing*. Igualmente importante resulta obtener una tasa moderada fiable en cualquier punto de la celda.

Entre las soluciones clave para poder implantar redes xMBB figuran:

- Disponibilidad de nuevo espectro. Totalmente indispensable para cumplir con los requisitos de tráfico, tanto disponer de mayor espectro como aplicar técnicas flexibles y eficientes para la utilización del mismo.
- Nueva interfaz radio para redes densificadas. En xMBB se considera una densificación importante en línea con las redes ultra densas (UDN). Como consecuencia el número de usuarios activos por nodo será menor y estará menos sobrecargado, pudiendo ofrecer tasas de pico mayores.
- Eficiencia espectral y sistemas de antena avanzados. La técnica más prometedora para lograr una mejora espectral sustancial es MIMO masivo, pero también se vislumbran nuevas formas de onda y de compartición del medio con dicho objetivo.

Comunicaciones tipo máquina masivas y fiables (mMTC-uMTC)

El número de dispositivos conectados está aumentando a un ritmo frenético y se espera que puedan llegar a alcanzar los 50 mil millones en el año 2020, tal y como se observa en la **Figura 4**. Por ello, es indispensable tener en cuenta la incorporación a las redes móviles de una gran cantidad de dispositivos de características muy diversas.

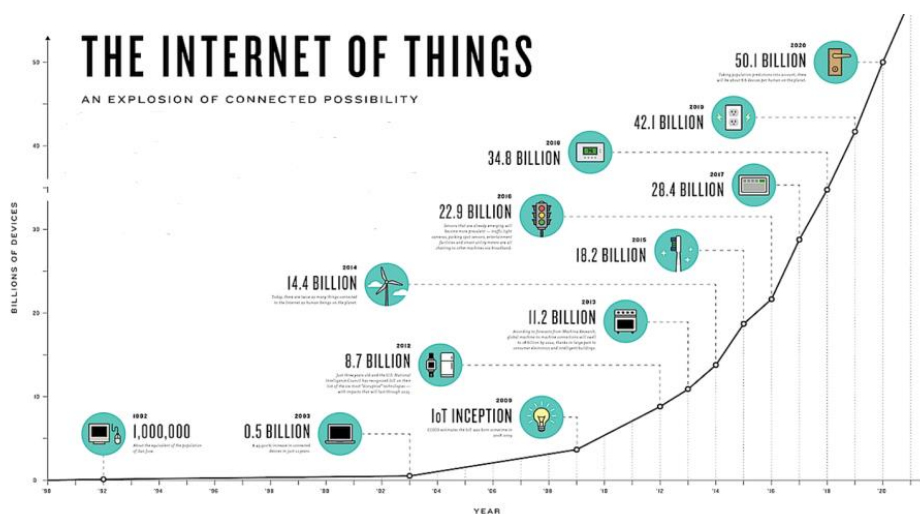


Figura 4. Evolución del número de dispositivos conectados

El abanico de casos es muy amplio, ya que mMTC puede abarcar desde despliegues de una cantidad masiva de dispositivos como sensores o actuadores desplegados en una amplia área para monitorizar hasta conexiones locales restringidas como pueden ser en el entorno de un hogar inteligente, en zonas densamente pobladas. En cualquier caso, las comunicaciones de este tipo se caracterizan por ser esporádicas, en comparación con xMBB, y con una carga de datos pequeña. Además, dichos dispositivos deberán ser robustos ya que no se podrán alimentar y cambiar de una manera trivial. En cuanto a la naturaleza de las comunicaciones de estos dispositivos deben ser uMTC, ya que se utilizarán en servicios críticos, por lo que es de vital importancia que la comunicación sea muy fiable, por ejemplo, las comunicaciones tipo V2X.

Para este caso, se vislumbran tres tipos principales de accesos a la red, referenciados en la **Figura 5**, (a) acceso directo a la red, (b) acceso a través de un nodo de agregación y (c) acceso D2D de corto alcance.

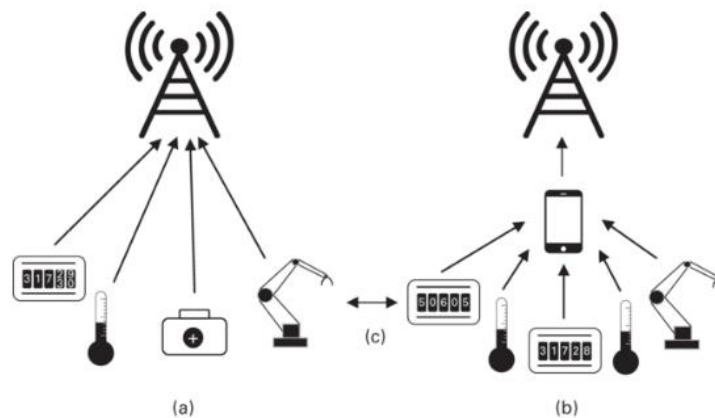


Figura 5. Tipos de acceso a red

Requisitos y KPIs de la 5G

Todo lo anterior viene a justificar los objetivos planteados y ampliamente aceptados para 5G entre instituciones, iniciativas y fabricantes. La nueva generación deberá hacer frente a una mayor cantidad de dispositivos conectados, un volumen de tráfico generado muy superior, aplicaciones exigentes con comunicación inmediata o necesidad de altas tasas, ser sostenibles, capaces de favorecer la innovación, etc. En el 5G-PPP [6] se recogen los principales KPIs marcados para la 5G, que se detallan a continuación brevemente junto con una comparación con los disponibles en 4G y que se muestran en la **Figura 6**.

- La capacidad de la red tendrá que ser 1.000 veces mayor que la actual. El objetivo es lidiar con el drástico crecimiento pronosticado del tráfico móvil.
- La velocidad de datos en el usuario final se verá incrementada entre 10 y 100 veces, pudiendo alcanzar picos de 50 Gbps con una tasa garantizada de 1 Gbps. Además, se reducirán las diferencias de prestación entre usuarios dependiendo de su localización en la célula, proporcionando así una tasa más uniforme.
- Ahorro importante de energía. El objetivo es consumir únicamente un 10% de la actual, lo que se traduce en un ahorro del 90%. Se trata de una medida importante teniendo en cuenta que el principal consumo de energía tiene lugar en el acceso radio y que actualmente las TIC consumen entre el 5 y 7% de la energía mundial.
- Puesta en funcionamiento de forma masiva de múltiples dispositivos conectados, que podrían alcanzar los 50 mil millones gracias al desarrollo de la Smart City, el e-health y el transporte inteligente entre otros. Esto implicaría un

denso despliegue de comunicaciones inalámbricas que den cabida a las distintas características de cada tipo de dispositivo para conectar estos dispositivos al servicio de 7 mil millones de personas.

- Reducción de la latencia en 5 veces, aproximando ésta a 1ms, haciendo que la percepción del usuario sea prácticamente de que es nula. Esto permitirá disfrutar de una mejor experiencia al usuario.
- Reducir el tiempo medio que una operadora tarda en desplegar un servicio de 90 horas a 90 minutos a través de cambios en la arquitectura de las redes, a través de la convergencia inalámbrica entre *fronthaul* y *backhaul* por ejemplo.
- Proporcionar una alta fiabilidad a la red, de forma similar a la que tiene la red de fibra óptica, promovido por la mejora en las antenas, la virtualización y las redes cognitivas y autogestionables.

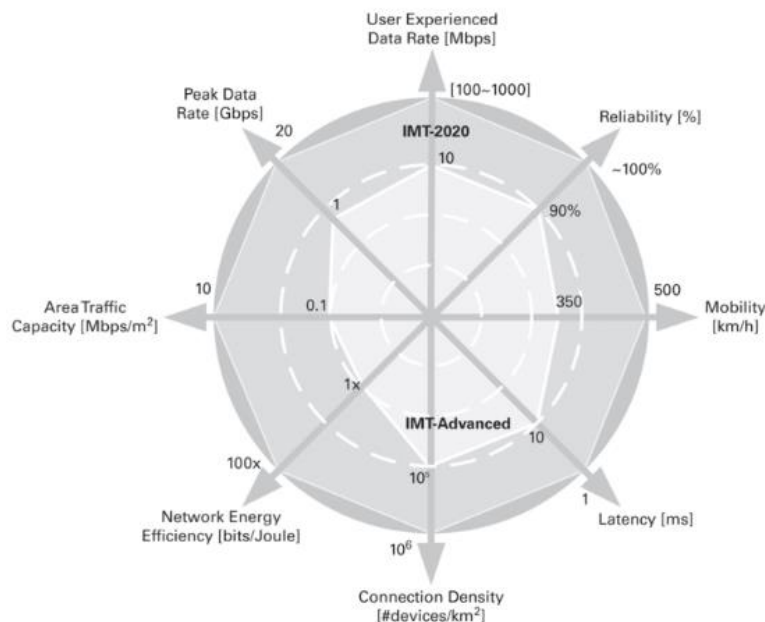


Figura 6. Comparación de prestaciones entre IMT-Advanced e IMT-2020 [6]

2.4. Iniciativas globales

Actualmente existen un gran número de foros, actividades investigadoras y proyectos a lo largo del mundo centrados en el 5G. Estas iniciativas comenzaron a partir de 2011, de acuerdo a todas las previsiones anteriormente comentadas, donde Europa lideró su puesta en marcha. Poco tiempo después, China, Corea o Japón se unieron al movimiento lanzando sus propias iniciativas, así como operadores y fabricantes privados que mediante *partnerships* han ido desarrollando soluciones propietarias y avanzando en la investigación. A continuación se describen los programas más relevantes y en la **Figura 7** se recogen éstos junto con su desarrollo esperado en el periodo 2015 y 2020.

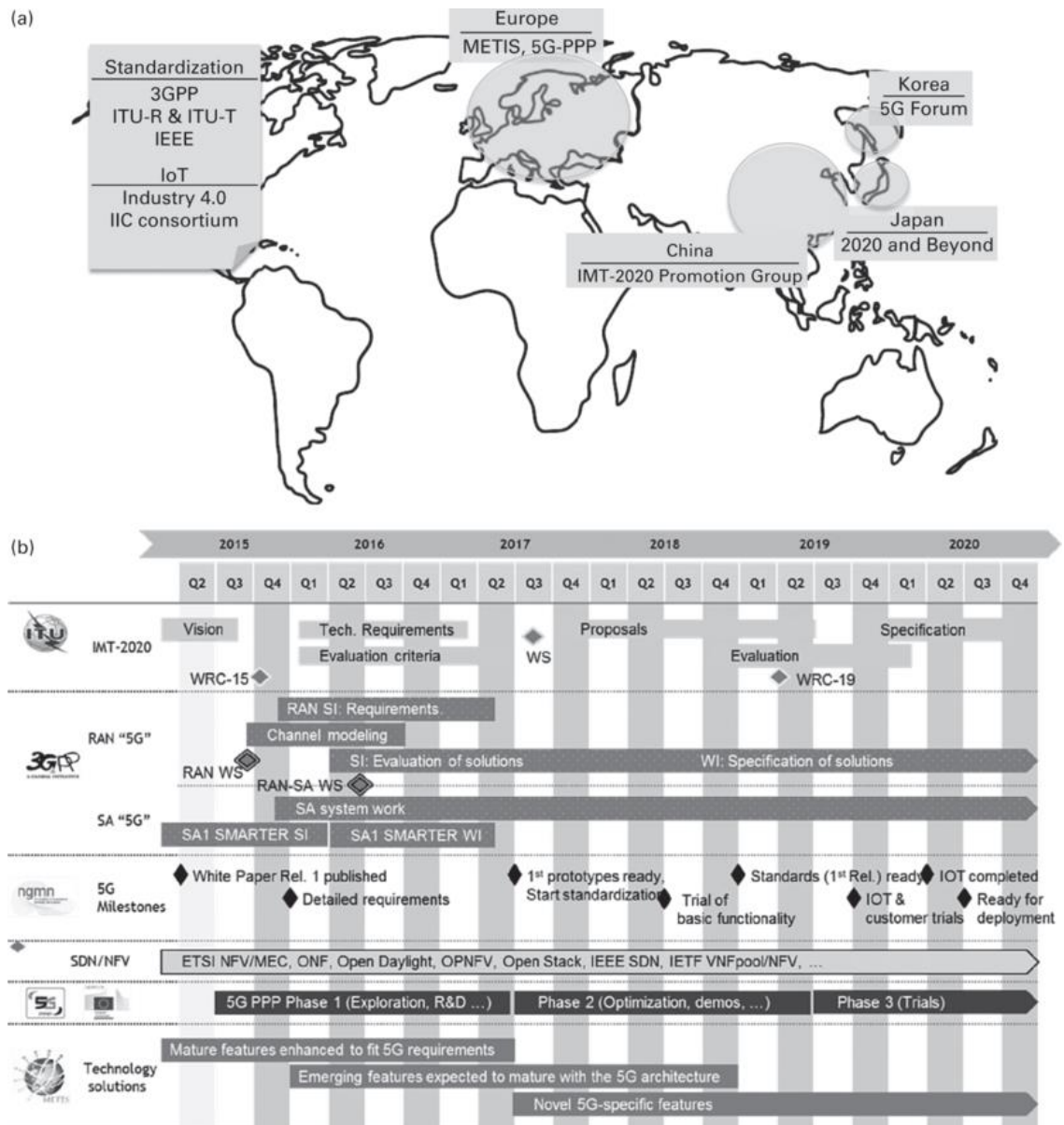


Figura 7. Hoja de ruta de los principales programas globales de desarrollo del 5G [17].

2.4.1. Europa: METIS y 5G-PPP.

METIS [7] es el primer proyecto de la Unión Europea, enmarcado en el “*European 7th framework program (FP7)*”, en torno al 5G y que ha tenido un impacto global en el desarrollo 5G. Esto se debe a que fue finalizado el 30 de abril de 2015 por lo que ha aportado las primeras conclusiones y aproximaciones al 5G, ya que se desarrolló desde abril de 2011.

Se trata por tanto de un proyecto de referencia global, que establece una serie de posibles escenarios 5G junto con sus test y KPIs, y que actualmente son recurridamente referenciados en la literatura comercial y académica. Entre los logros más destacados del proyecto se incluye la identificación y estructurado de los componentes clave del 5G.

Por otro lado, el “5G Public Private Partnership” (5G-PPP) [6] sucedió al “*European 7th framework program (FP7)*”. Esta agrupación consiste en la unión entre la Industria ICT Europa y la Comisión Europea, que firmaron un acuerdo comercial en diciembre de 2013 para formar el 5G-PPP. Este programa cuenta con una partida de 1.4 mil millones de euros para el periodo 2014-2020, donde se produce una aportación equitativa por parte de ambos organismos al presupuesto. Por ello el 5G-PPP engloba a fabricantes, operadores de telecomunicaciones, proveedores de servicio, PYMES e investigadores. El principal objetivo del programa es colaborar en la creación de la quinta generación de redes de comunicaciones y servicios.

En el marco del 5G-PPP, comenzó en julio de 2015 el proyecto METIS-II, elaborado a partir de los cimientos del METIS. Esta nueva iniciativa europea se centra en desarrollar el diseño global de la red de acceso radio 5G, con un nivel de detalle mayor para promover la estandarización 5G, dentro del “*3GPP Release 14 and beyond*”. METIS-II proporcionará los aspectos técnicos necesarios para una eficiente integración y uso de varias tecnologías 5G. Para un mayor éxito, METIS-II pone especial énfasis en la colaboración con otros proyectos globales o dentro del 5G-PPP, que faciliten la síntesis de escenarios y requisitos 5G.

2.4.2. China: IMT-2020

China creó el IMT-2020, un grupo de promoción del 5G, en febrero de 2013 [8], promovido por 3 ministerios del país: el Ministerio de Industria e Información Tecnológica (MIIT), el Ministerio de Ciencia y Tecnología (MOST) y la Comisión Nacional de Desarrollo y Reforma (NDRC).

El objetivo del grupo es promover el desarrollo de la tecnología 5G en China y facilitar la cooperación con organizaciones y empresas de otros países.

2.4.3. Corea: 5G Forum.

El 5G Forum de Corea del Sur [9] se trata de una iniciativa público-privada formada en mayo de 2013, cuyo principal objetivo es desarrollar y proponer una estrategia nacional para el 5G, así como plantear una estrategia de innovación tecnológica. Una de sus metas más ambiciosas es poner en funcionamiento pruebas comerciales 5G de forma parcial para los Juegos Olímpicos de Invierno de Pyongyang de 2018. Entre los miembros de programa se encuentran ETRI, SK Telecom, KT, LG-Ericcson y Samsung.

2.4.4. Japón: ARIB 2020 and Beyond Ad Hoc

El grupo ARIB 2020 and *Beyond Ad Hoc* fue creado en Japón en 2013 para estudiar los sistemas de comunicaciones móviles terrestres en 2020 y más allá. Se creó como un sub-comité bajo el “*Advanced Wireless Communications Study Committee (ADWICS)*”

Los objetivos del grupo son el estudio de conceptos de sistema, funcionalidades básicas y la distribución de la arquitectura de las comunicaciones móviles en 2020 y más allá. En el año 2014, se publicó una primera versión de su trabajo que describe la visión del grupo del 5G [10].

2.4.5. Otras iniciativas 5G

A una menor escala con presupuestos e influencia menor, se han desarrollado y continúan apareciendo iniciativas en la comunidad. Algunas de las más relevantes son: 4G Américas, *5G Innovation Centre* de la Universidad de Surrey y el grupo *Wireless Research* de la Universidad de Nueva York, que se ha mostrado especialmente activo y ha conducido numerosas campañas de medidas con el objetivo de caracterizar el canal 5G.

2.5. Estandarización

Para un conocimiento más amplio de la situación actual en cuanto a la estandarización, resulta indispensable analizar los siguientes grupos.

2.5.1. ITU-R

En 2012, el sector de Radiocomunicaciones de la UIT (ITU-R), encabezado por el Grupo de Trabajo 5D, comenzó un programa de desarrollo denominado “*IMT for 2020 and beyond*”. El objetivo es desarrollar los requisitos para la interfaz de comunicaciones móviles 5G. El Grupo de Trabajo 5D ha desarrollado una hoja de ruta para el “IMT-2020”, terminología como se denomina al 5G, de acuerdo a la cual, las especificaciones del IMT-2020 deberían estar listas para el año 2020. Mientras tanto el grupo ha ido completando y publicando los siguientes estudios relacionados:

- **Tendencias tecnológicas de los sistemas IMT [11].** Se trata de un estudio que recoge las tendencias tecnológicas de los sistemas IMT en el periodo 2015 en adelante donde además se presentan las tecnologías habilitadoras clave que pueden emplearse en las redes 5G.
- **Visión del IMT más allá de 2020 [12].** El informe recoge la visión por parte del Grupo de Trabajo del IMT en los próximos años y proporciona un marco y unos objetivos generales para los futuros desarrollos.
- **Viabilidad de IMT por encima de 6 GHz [13].** De acuerdo a las principales tendencias, el Grupo de Trabajo proporciona una primera aproximación acerca de la viabilidad técnica de implementar IMT en las bandas de frecuencias superiores a 6 GHz.

A pesar de encontrarse en pleno desarrollo, estos informes resultaron clave en la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones de 2015 (WRC), donde se acordó incluir un punto referente a los servicios móviles 5G en la agenda para la WRC-19. El plan de

actuación elaborado propone el estudio de las bandas de frecuencias en el rango de 24-86 GHz para un uso potencial en las redes 5G de cara a la WRC-19. Las bandas propuestas teniendo en cuenta las de cada una de las regiones mundiales para estudio han sido las siguientes: 24.25-27.5 GHz, 31.8-33.4 GHz, 37-43.5 GHz, 45.5-52.6 GHz, 66-76 GHz y 81-86 GHz, representadas en la **Figura 8**. Dichas bandas suponen un total de 21 GHz, que es más de 10 veces la cantidad de espectro identificado hoy en día para la banda ancha móvil. Además, en la WRC-15 se acordaron unos 400 MHz de espectro adicionales de banda ancha móvil, provenientes de las bandas 470-694 MHz, 694-790 MHz, 1.427-1.518 GHz, 3.3-3.7 GHz y 4.8-4.99 GHz.

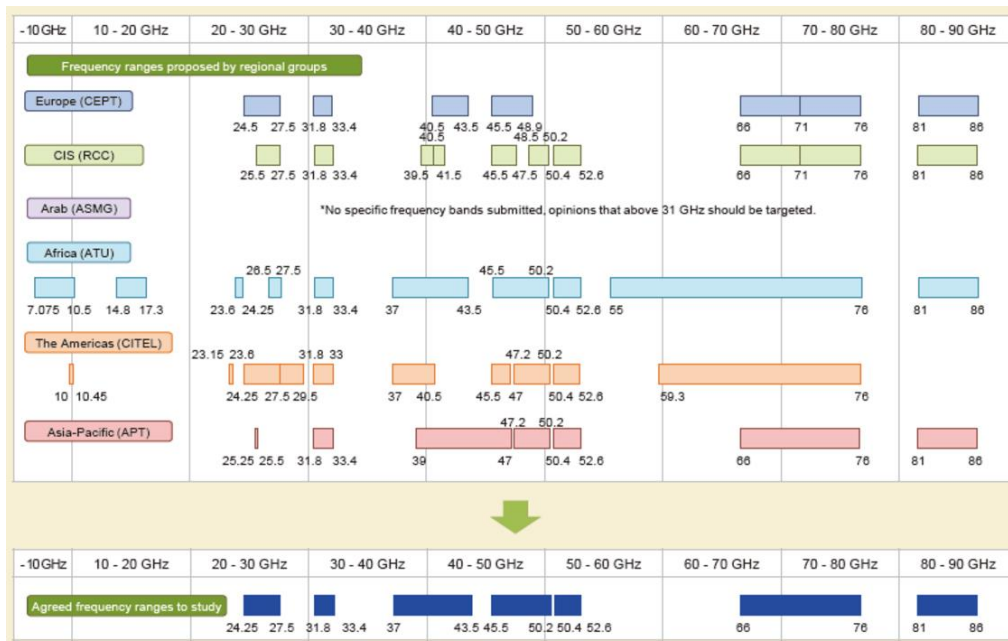


Figura 8. Bandas de frecuencias propuestas por región y finalmente aprobadas por la UIT

2.5.2. FCC

La Comisión Federal de las Comunicaciones de los Estados Unidos (FCC) publicó una notificación de Investigación (NOI) en octubre de 2014, en la que solicitaba comentarios sobre varias bandas como bandas potenciales para 5G. La información requerida era sobre cuestiones técnicas y opciones de licenciamiento para las siguientes bandas: 24.25-24.45 GHz, 25.05-25.25 GHz, 27.5-28.35 GHz, 29.1-29.25 GHz, 31-31.3 GHz, 38.6-40 GHz, 37.0-38.6 GHz, 42.0-42.5 GHz, 57-64 GHz, 64-71 GHz, 71-76 GHz, 81-86 GHz y 92-95 GHz.

Finalmente, tras esta fase preliminar, la FCC ha elaborado reglas y puesto a disposición casi 11 GHz de espectro nuevo, 3.85 GHz en bandas licenciadas (27.5-28.35 GHz y 37-40 GHz), 7 GHz en bandas no licenciadas (64-71 GHz) y 600 MHz en bandas compartidas (37-37.6 GHz). Mediante esta determinación los Estados Unidos son pioneros en abrir estas bandas de espectro a la tecnología y redes 5G de manera oficial.

En la **Figura 9** se muestra una comparación con las frecuencias incluidas en los objetivos de la UIT de cara a la WRC-19. Básicamente, gran parte del espectro propuesto por ambos organismos coincide, sobre todo en las bandas consideradas más clave en la fase actual.

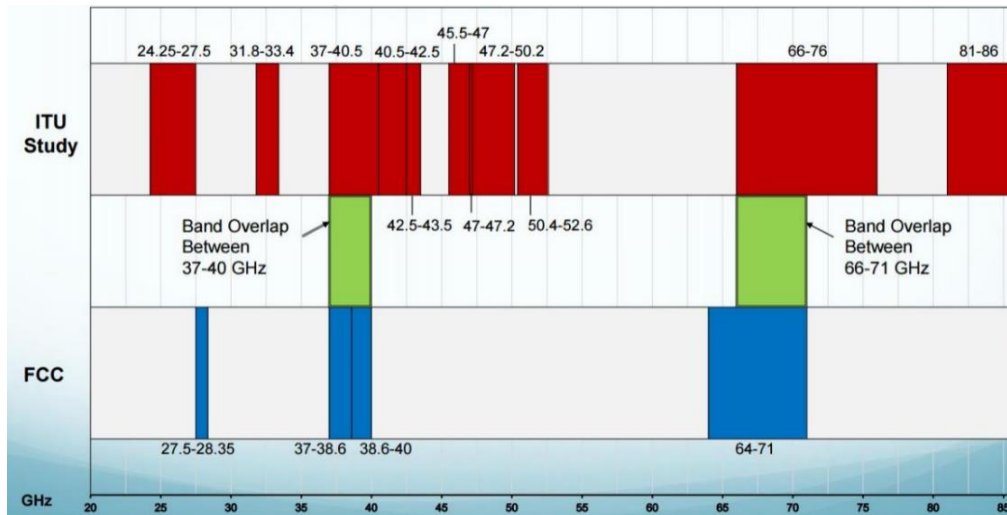


Figura 9. Comparación de las bandas de frecuencias propuestas por la UIT y la FCC [62].

2.5.3. 3GPP

El 3GPP ha dispuesto un programa que se prevé extender hasta 2020 con el fin de proceder a la estandarización del 5G [14]. En diciembre de 2015 se inició el estudio de la RAN 5G y de los principales requisitos radio. Sin embargo, la labor de especificación y normalización del 3GPP empezará una vez todo el ecosistema haya proporcionado su visión de la 5G.

2.5.4. IEEE

La principal organización dentro del organismo IEEE encargada de la gestión de las redes locales y metropolitanas es el comité de normas IEEE 802, donde resultan ampliamente conocidas las normas IEEE 802.15 para redes inalámbricas de ámbito personal (WPAN [15]) e IEEE 802.11 para redes inalámbricas de ámbito local (WLAN [16]). Inicialmente las tecnologías IEEE 802.11 fueron diseñadas para operar en las bandas de 2.4 y 5 GHz, sin embargo, con el desarrollo de estándares de mayor capacidad, como por ejemplo el IEEE 802.11.ad, se recurrió a bandas superiores de 60 GHz. Además, se espera que en los próximos años continúen apareciendo estándares como el IEEE 802.11ax a 6 GHz o el IEEE 802.11ay en bandas milimétricas.

3. Tecnologías clave en 5G

Para el desarrollo de las redes 5G y los objetivos que se plantean, resulta totalmente necesario emplear nuevas técnicas y tecnologías tanto en el plano radio como en el de red, tal y como se observa en la **Figura 10**. Mediante el empleo de nuevas innovaciones en 5G se puede conseguir cumplir con los requisitos en términos de densidad de volumen de tráfico, latencia, eficiencia, etc.

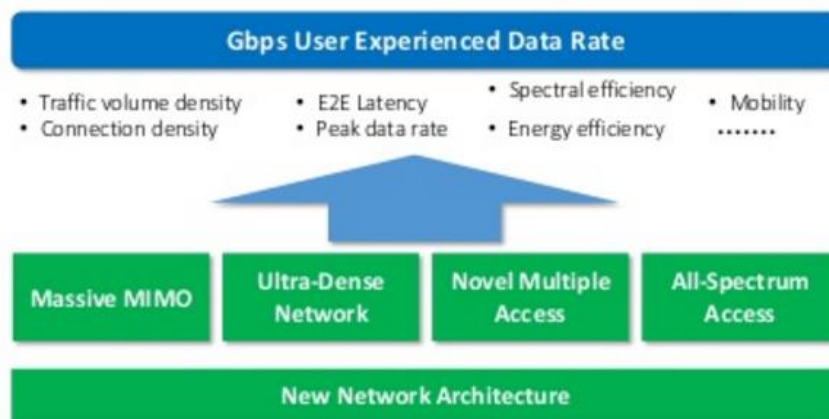


Figura 10. Relación entre tecnologías y KPIs de la 5G

Entre los principales beneficios que aportan el uso de las nuevas tecnologías que se presentarán a continuación destacan:

- Incremento de la cantidad de espectro disponible y por consiguiente del ancho de banda de canal.
- Incremento de la eficiencia espectral
- Densificación de la red
- Disminución de los gastos de inversión y operación.

Siguiendo esta línea, en este capítulo se presenta una visión general de algunas de las tecnologías más destacadas en este momento, llamadas a liderar el cambio hacia las redes 5G. Estas tecnologías son complementarias, en tanto a que por ejemplo utilizar frecuencias milimétricas implica utilizar antenas de menor tamaño y esto favorece la utilización de técnicas MIMO masivo y la densificación de redes. En cualquier caso, se trata de tecnologías avanzadas desarrolladas en algunos casos a partir de las actualmente empleadas, como MIMO masivo, y de otras que hasta la fecha no se había implementado en las redes móviles, como el *full dúplex* o técnicas SDN y NFV. Por último, conviene indicar, que en el análisis se divide en tecnologías radio y de red, ya que son las principales líneas de interés y se agrupan así en función de su impacto.

3.1. Tecnologías radio

3.1.1. Ondas milimétricas

Su interés se debe a las predicciones en términos de capacidad de cara a los próximos años, que hacen absolutamente necesario disponer de más espectro libre. Para lograrlo hay básicamente dos estrategias, una de reorganización y compartición del espectro más adecuado para este tipo de servicio y que se emplea en la actualidad para las comunicaciones móviles o bien una segunda vía alternativa como es la utilización de frecuencias más altas, más allá de los 6 GHz y donde hay una gran cantidad de espectro disponible, que permite utilizar anchos de banda mayores soportando así altas tasas binarias. Sin duda esta última ofrece mejores expectativas, ya que la reorganización del espectro por debajo de 6 GHz tiene un margen reducido de mejora debido a que el espectro está saturado y por ello resulta una mayor oportunidad acudir a frecuencias mayores para incrementar la capacidad en los sistemas 5G por la disponibilidad de espectro en esas bandas.

Además, la utilización de las ondas milimétricas para las futuras redes de comunicación 5G facilitaría la integración de otras tecnologías que proporcionarían ganancias espectrales como por ejemplo el MIMO masivo o el *beamforming*, gracias a que la longitud de onda se vería reducida drásticamente y se podrían instalar *arrays* con un gran número de antenas en las estaciones base en un espacio reducido.

Sin embargo, hasta hace poco no se consideraba viable el empleo de estas bandas para comunicaciones móviles debido a las mayores pérdidas de transmisión y penetración, efecto Doppler, coste de los componentes, etc. Poco a poco van ganando en relevancia dentro de las comunicaciones móviles por las oportunidades que ofrecen y el progreso tecnológico. Por ello, ya existen tecnologías inalámbricas que operan en bandas milimétricas como el estándar 802.11ad para redes interiores que funciona a 60 GHz. Además, cabe destacar que tal es el interés por estas bandas que la UIT propuso el estudio de bandas de frecuencia en el rango de 24-86 GHz de cara al WRC-19 para analizar su utilización potencial en las redes 5G.

3.1.2. MIMO masivo

La tecnología MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), se trata de una de las soluciones clave en cuanto a mejorar la eficiencia espectral en las redes móviles, que se soporta en el empleo de múltiples antenas aprovechando las técnicas de propagación multitrayecto para mejorar la eficiencia. El empleo de MIMO en tecnologías como WiFi, HSPA+ y LTE ha permitido mejorar en gran medida la fiabilidad del enlace y aumentar la capacidad general del sistema. El objetivo para la quinta generación (5G) es aumentar el

número de antenas y aprovechar las grandes ganancias de capacidad que surgirían en matrices más grandes (con decenas o cientos de antenas).

MIMO masivo [18] se basa en la utilización de una gran cantidad de antenas (decenas a centenas) en la estación base para atender a múltiples equipos de usuario con un solo sistema radiante (es lo usual, para no incrementar complejidad) en el mismo intervalo de tiempo-frecuencia, pensado para funcionar con Duplexación por División de Tiempo (TDD, *Time-Division Duplex*) combinado con pilotos en el *uplink* que permitan realizar la estimación del estado del canal (CSI, *Channel State Estimation*) teniendo en cuenta la interferencia entre celdas, la sobrecarga y los errores relacionados con la información del estado del canal. De esta manera, una estación base puede servir a varios usuarios simultáneamente utilizando los mismos recursos radio, tal y como se observa en la Figura 11.

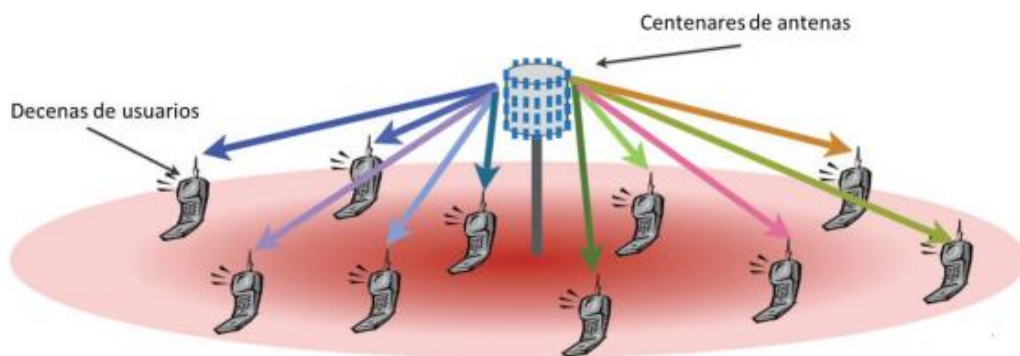


Figura 11. Escenario MIMO masivo [18]

Con esta tecnología se espera conseguir mayor capacidad, mayor fiabilidad y menor consumo de potencia. Actualmente, aunque ya existen prototipos que operan en bajas frecuencias (< 6 GHz), cuenta con una serie de retos para su implantación. Entre ellos destaca que se necesita un número significativo de antenas, por lo que es imprescindible disminuir la longitud de onda para poder compactar un gran número de antenas, teniendo así que el número de antenas en la estación base es ampliamente superior a la de los dispositivos logrando así que los vectores aleatorios de canal existentes entre la estación base y los terminales tienden a ser ortogonales entre sí, lo que hace que no existan las interferencias entre usuarios.

Adicionalmente, la presencia de un gran número de antenas en un sistema MIMO puede tener influencia en el sistema de varias maneras. Entre las formas más comunes están la multiplexación espacial y el *beamforming* [19], que son tecnologías ya implementadas en sistemas como, por ejemplo, las redes inalámbricas de área local (WLAN) o la red LTE, que se espera que tengan un papel relevante en la siguiente generación de móviles 5G.

Beamforming

Se trata de una técnica de procesamiento de señal donde múltiples elementos de antena están adaptados en fase para formar haces concentrados y directivos. Esta técnica puede ser implementada tanto en el transmisor como en el receptor con el fin de proporcionar ganancias de array significativas y maximizando así la relación señal a ruido (SNR) y otros márgenes adicionales en el radioenlace que mitigan las pérdidas de propagación. Además, el *beamforming* reduce la interferencia co-canal procedente de la selectividad espacial de las antenas directivas. Cuando se transmite, el conformador controla la fase y la amplitud relativa de la señal en cada antena del array, para crear interferencias constructivas o destructivas en el frente de onda. En caso de la recepción las señales procedentes de las distintas antenas se combinan de tal forma que el resultante sea el diagrama de radiación esperado. Para conseguir ganancias altas, se requiere una gran cantidad de antenas, por tanto, la longitud de onda deberá ser pequeña para poder llevarse a cabo, y aprovechar la importante ganancia que podría representar el *beamforming* en áreas pequeñas.

Multiplexación espacial

Esta técnica radica en la transmisión de diferentes flujos de información por las distintas antenas transmisoras, donde la señal origen se divide en varios flujos de información independientes, generando sub-canales paralelos y se procede a su transmisión de forma simultánea a través del conjunto de antenas. La señal al propagarse viaja por caminos diferentes y en recepción, los flujos de información se separan a través del correspondiente procesamiento aumentando así la eficiencia espectral y, por consiguiente, obteniendo una mayor tasa binaria. Matemáticamente el número de sub-canales equivalentes o flujos independientes n_s viene dado por el número de valores singulares distintos de cero de la matriz de canal \mathbf{H} , es decir, el rango de la matriz \mathbf{H} , el cual está acotado por el número de antenas transmisoras o de receptoras ($n_s = \text{rango}(\mathbf{H}) \leq \min\{n_t, n_r\}$). Cada flujo se tiene en transmisión un incremento de ganancia en un factor n_t (ganancia del haz), y en recepción en un factor n_r . Como la potencia transmitida se reparte a su vez entre los n_s flujos, provoca una reducción de $1/n_s$, aproximadamente. Por tanto, el incremento de la SNR será en un factor $n_t \cdot n_r / n_s$. El multiplexado de la información en n_s canales consigue aumentar la velocidad global de transmisión de datos sin mayores requerimientos de potencia ni ancho de banda.

3.1.3. Optimización de técnicas dúplex

Para mejorar la eficiencia espectral un aspecto a tener en cuenta es la optimización de los canales de UL y DL, esta mejora recae principalmente sobre los dos puntos tratados a continuación.

Utilización dinámica de UL/DL

Los nuevos servicios de telecomunicación generan un flujo mayor de datos en la red, servicios como por ejemplo video en HD, realidad aumentada o *streaming* de grandes acontecimientos. Este flujo de datos no está equilibrado en cuanto a *Uplink* (UL) y *Downlink* (DL), siendo mucho mayor la utilización de uno de estos dos enlaces, conocido como comunicación asimétrica. Este no es el único motivo para destinar distintos recursos al UL y al DL, también la red debe tener en cuenta su propio estado de congestión y utilización en ese momento y las características del lugar en el que se establece la comunicación.

Es por ello que existe la necesidad de que los recursos destinados al UL y al DL se puedan distribuir de forma dinámica, esta asignación se puede hacer tanto en el dominio de la frecuencia como en el del tiempo [20]. Actualmente se reparten los recursos para el UL/DL de manera estática, esta asignación estática se replica en los diversos nodos para evitar la interferencia entre el UL/DL de un nodo y el UL/DL de otro nodo cercano. La aparición de nuevas técnicas para evitar estas interferencias posibilita el uso de esta asignación dinámica de recursos.

Una vez que se haya establecido una primera distribución dinámica, si los distintos flujos o las características de la comunicación cambian se debe realizar una nueva asignación, por lo que es muy importante el uso de tecnologías que permitan a la red tener consciencia de su entorno y de los cambios que puedan producirse, como pueden ser las redes auto organizadas (SON).

Full duplex

Hasta ahora todas las generaciones de redes de comunicaciones móviles han utilizado el modo dúplex para conseguir la separación entre el UL y el DL. Existen dos modos de crear esta separación dúplex:

- *Frequency division dúplex* (FDD): En el que el enlace ascendente y descendente se establecen en diferentes frecuencias y operan al mismo tiempo como LTE.
- *Time división dúplex* (TDD): En el que el enlace ascendente y descendente comparte la misma frecuencia, pero transmiten en momentos diferentes, como en TD-LTE.

En los modos dúplex descritos es necesario coordinar el UL y el DL para evitar que durante la transmisión se sature la recepción, impidiendo recibir la señal. La nueva tendencia para 5G en cuanto a comunicaciones dúplex es el modo full dúplex, en el que un dispositivo transmite y recibe al mismo tiempo y en la misma frecuencia, obteniendo el doble de capacidad en un sistema FDD o TDD. Esto es

especialmente necesario en los escenarios donde se utilizan frecuencias por debajo de 6GHz, donde la congestión del espectro es mucho mayor.

El principal reto tecnológico para conseguir implantar el modo full dúplex es conseguir la cancelación de la propia interferencia, además de tener que realizar cambios en los dispositivos de red y de usuario. El potencial de la utilización de full dúplex en cuanto al aumento de capacidad del sistema es tan grande que lo convierte en una tecnología muy importante para el futuro de las redes móviles. En las actuales redes de LTE, el transmisor emite con hasta 23 dBm de potencia, y el receptor suele tener una sensibilidad de -113 dBm, lo que nos deja con la necesidad de generar un aislamiento de 136 dB de margen en el caso extremo. Investigaciones actuales [21] reportan que se han alcanzado 110 dB de aislamiento, y aunque es un gran avance, todavía se deben conseguir 26 dB más. Estos sistemas incorporan una etapa analógica y otra digital, como se observa en la **Figura 12**, donde la etapa analógica trata de recrear una señal que coincida con la señal de interferencia filtrada para su cancelación y la digital elimina cualquier interferencia residual.

La tecnología *full duplex* todavía está en periodo de investigación, se espera que durante el tiempo que queda hasta el despliegue de las redes 5G aparezcan nuevos medios que permitan su integración.

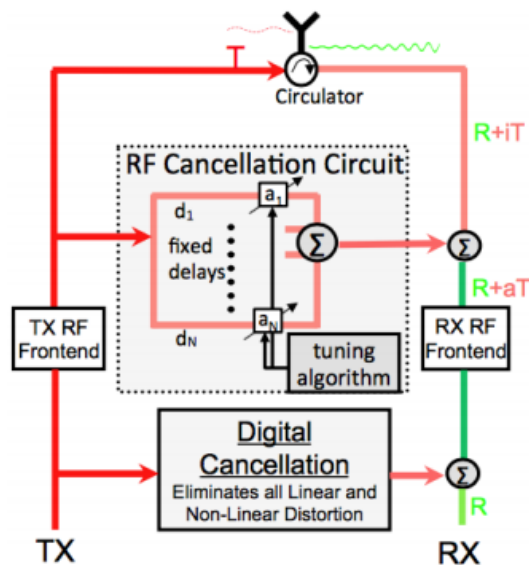


Figura 12. Sistema de cancelación de interferencia [21]

3.1.4. Esquemas de acceso múltiple alternativos

Se trata de uno de los aspectos fundamentales de la capa física y en gran medida es una de las características técnicas que define a cada una de las generaciones móviles, ya que han ido evolucionando desde FDMA y TDMA en 1G y 2G, hasta CDMA en 3G y OFDMA/SC-FDMA en 4G. Por ello, de cara a una nueva generación se trata de un aspecto

que gana en relevancia, ya que de acuerdo a las especificaciones de la 5G es necesario mejorar la eficiencia espectral. La modificación de varios aspectos de OFDM podría suponer una cierta ganancia, es el caso de relajar los requisitos de sincronización temporal o de reducir el prefijo cíclico, por ejemplo, sin embargo, implicaría una pérdida de ortogonalidad que habría que compensar, lo cual añadiría más complejidad a los receptores.

Algunos sistemas alternativos de acceso múltiple no ortogonal han llamado la atención porque pueden albergar múltiples usuarios en los mismos recursos de frecuencia y tiempo, vía el dominio de código y/o el dominio de potencia, para así lograr un rendimiento mayor. Estas alternativas se describen a continuación de forma breve.

PD-NOMA (Power Domain Non-Orthogonal Multiple Access)

Esta técnica consiste en que para el enlace descendente se introduce una no ortogonalidad vía el dominio de potencia mediante la multiplexación de múltiples usuarios en éste, formando una codificación de superposición. Esta tecnología utiliza las diferencias de ganancia de canal, entre los diferentes usuarios en un sistema celular, una característica que hasta ahora no se había explotado directamente y que aporta una gran posibilidad de desarrollo.

La idea principal de PD-NOMA [22] es explotar el dominio de la potencia de modo que, en el lado del transmisor, en la BS sea posible multiplexar entre diferentes niveles para distintos usuarios según la distancia a la que se encuentren, la separación de canales de usuario se realiza mediante MIMO. En el lado del receptor se utilizan avanzadas técnicas de recepción como la cancelación sucesiva de interferencias (SIC) para separar los datos de los usuarios multiplexados en potencia y códigos de canal como los turbo código. En la **Figura 13** se puede ver una imagen descriptiva del funcionamiento de PD-NOMA, donde se reutilizan los mismos recursos del espectro aplicando una multiplexación en potencia junto con las ganancias de MIMO.

Las ventajas de utilizar PD-NOMA comparado con OFDMA son:

- Mejora de la eficiencia espectral, de la capacidad del sistema en células pequeñas y macro. La mejora se estima en un 50%.
- Mejora de la QoS en el borde de cobertura de las células de en torno al 50%.
- El número de usuarios a los que se presta servicio simultáneamente puede incluso ser mayor del doble. Incluso más de dos usuarios multiplexados en el dominio de la potencia.
- Con NOMA es posible mejorar la eficiencia y la capacidad del sistema incluso en el escenario de alta movilidad.

Además, PD-NOMA puede soportar un número mayor de conexiones simultáneas, algo beneficioso de cara a la densificación de las estaciones base. Su forma de onda estará basada en OFDM con el fin de conservar las buenas propiedades que presenta como la robustez contra interferencias multitrayecto, su integración con MIMO y el soporte de reutilización de frecuencias en una célula. La ganancia del PD-NOMA es considerablemente superior en los casos en los que la diferencia en la ganancia del canal es elevada.

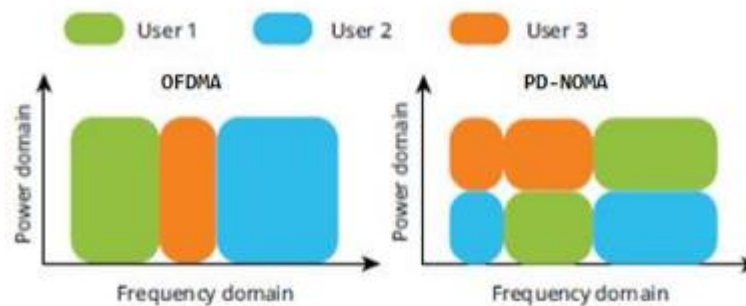


Figura 13. Reutilización del espectro con PD-NOMA [22]

MUSA (*Multi-User Shared Access*)

MUSA [23] es otro esquema de acceso compartido no ortogonal basado en la multiplexación en el dominio del código, que puede ser considerado como una mejora de CDMA. Recientes estudios de la compañía ZTE demuestran que han aumentado más de tres veces la capacidad de acceso a las redes móviles utilizando MUSA. Los resultados arrojados por las simulaciones de los algoritmos de MUSA consiguen una mejora de más del 200% en la carga de las redes.

MUSA utiliza secuencias de expansión complejas no ortogonales para la modulación en el lado del transmisor. Para eliminar la interferencia en el lado del receptor se utiliza cancelación sucesiva de interferencias y así poder obtener los datos de usuario transmitidos separando los símbolos, enviados en el mismo recurso, de acuerdo a la diferencia de SINR. Utilizando este proceso se consigue que distintos usuarios puedan transmitir al mismo tiempo y en la misma frecuencia, con lo que se consigue una gran mejora de la capacidad global del sistema.

SCMA (*Sparse Code Multiple Access*)

SCMA [24] se basa en superposición en el dominio del código. Esta tecnología selecciona los códigos óptimos mediante conjugación, substitución y rotación de fase; y así a cada usuario se le asigna un libro código que utiliza para transmitir. El receptor utiliza el algoritmo MPA para decodificar los datos. Como resultado se puede dar acceso a muchos más usuarios simultáneamente utilizando un espectro similar.

Una de las alternativas de técnica de acceso al medio es la conocida como SCMA, cuya idea principal se basa en la multiplexación en el dominio de la potencia y, además, combinado con multiplexación en el dominio del código, basado en palabras de código multidimensionales de baja dispersión. Además, estas palabras de código consiguen una ganancia en la modulación que provoca una mejora en la velocidad media y el pico. La flexibilidad de SCMA posibilita su uso en las células macro, para aumentar su rendimiento en cuanto a capacidad de tráfico, así como para mejorar el acceso aleatorio por parte de los usuarios.

PDMA (*Pattern Division Multiple Access*)

Otra técnica de acceso múltiples no ortogonal es PDMA [25], que consiste en un esquema relativamente nuevo que puede realizarse en distintos dominios. En el transmisor utiliza patrones no ortogonales diseñados para maximizar la diversidad y reducir la superposición de usuarios. Es posible realizar la multiplexación en el dominio del código, de la potencia, espacial o realizando combinaciones entre estos dominios. En función del dominio escogido existen consideraciones diferentes que tener en cuenta:

- Multiplexación en el dominio del código: El esquema es muy parecido a SCMA, aunque el número de subportadoras conectadas a los mismos símbolos en el gráfico de factores puede ser diferente, en el receptor, así como en SCMA se utiliza MPA para llevar a cabo la cancelación de interferencias y así conseguir la detección multiusuario.
- Multiplexación en el dominio de la potencia: Asignación de potencia a los usuarios teniendo en cuenta la restricción de potencia del sistema, en el receptor se puede utilizar SIC teniendo en cuenta la diferencia de SINR entre los usuarios multiplexados.
- Multiplexación en el dominio espacial: Combinable con la técnica de multi-antena. Esta configuración tiene de ventaja respecto a MIMO multiusuario que no requiere pre-codificación conjunta para conseguir la ortogonalidad espacial, reduciendo de este modo la complejidad del sistema.

La multiplexación en estos dominios se puede combinar para hacer un mejor uso de los recursos radio disponibles.

3.1.5. Formas de onda alternativas

El múltiplex por división de frecuencia ortogonal (OFDM) es el esquema de acceso utilizado en las redes LTE/LTE-Advanced actuales. Entre las principales desventajas de OFDM se tiene la alta sensibilidad a los desajustes de frecuencia y reloj, una velocidad de potencia de pico a media elevada (PAPR) y una menor agilidad de espectro.

Las investigaciones de nuevas formas de onda para 5G se realizan a partir de estas limitaciones de OFDM. Un aspecto importante en 5G es la necesidad de una latencia mucho más baja para permitir nuevos servicios y aplicaciones como la conducción autónoma que exigen una latencia ultra baja y un enlace de comunicación altamente fiable. Otro enfoque es lograr que el prefijo cíclico sea opcional y trabajar con duraciones de símbolo más breves. Todo ello ha llevado a diversas formas de onda candidatas, como:

- Multiplexación por división de frecuencias generalizadas (GFDM)
- Multiportadora basada en banco de filtros (FBMC)
- Multiportadora filtrada universal (UFMC)
- OFDM filtrado (f-OFDM)

Entre todas ellas destaca, FBMC, siendo esta forma de onda considerada la más atractiva de entre las candidatas a ser utilizadas por 5G. Existen distintos estudios e implementaciones realizadas sobre distintas estructuras de modulaciones multiportadora que utilizan bancos de filtros, siendo el más conocido y que más posibilidades tienen de formar parte del estándar 5G el FBMC/OQAM [26].

FBMC es una evolución de OFDM, ya que los bancos de filtros que utiliza permiten optimizar el diseño de los sub-canales en el dominio de la frecuencia, como se obtiene un nivel más bajo de los lóbulos secundarios del filtro prototipo, permite despreciar el uso del Prefijo Cíclico (CP), aumentando así su eficiencia espectral y el ancho de banda útil. FBMC permite evitar los problemas de la recepción de la señal con desviación de frecuencia de portadora sin necesidad de introducir el prefijo cíclico que utiliza OFDM. Esto es gracias a los filtros que proporcionan un nivel mucho más bajo de los lóbulos secundarios comparado con OFDM. Un complemento indispensable para FBMC con el que aumentar su eficiencia es la utilización de la modulación offset QAM, para realizar dicha modulación se introduce dos módulos, uno de pre procesado y otro de post procesado.

Esta forma de onda se basa por tanto en la utilización de un banco de filtros aplicado cada uno directamente sobre una sub-portadora. Este banco de filtros se sitúa tanto en el emisor como en el receptor, en el lado del emisor los filtros se utilizan para descomponer la señal en distintas componentes para cada sub banda, y en el lado del receptor se utiliza para reconstruir la señal a partir de las distintas componentes en cada sub banda recibida.

3.2. Tecnologías de red

3.2.1. C-RAN

Otro de los nuevos conceptos de la tecnología 5G son las redes de acceso radio en la nube o C-RAN (*Cloud Radio Access Networks*), **Figura 14**, que consiste en una nueva

arquitectura que adicionalmente puede soportar sistemas 2G, 3G, 4G y nuevos estándares de comunicación inalámbrica. La idea principal se enfoca en el procesamiento centralizado por medio de un conjunto de servidores virtualizados a través de un gran número distribuido de nodos de acceso radio, en tiempo real y basado en la nube.

C-RAN se trata de un tipo de arquitectura que permite una gran escalabilidad, una actualización sencilla de la red, reduce el despliegue de estaciones base y el coste de mantenimiento. Además, la posibilidad de acercar los puntos de acceso remotos a los usuarios aumenta la capacidad del sistema y reduce el consumo de energía ya que se reduce la distancia. En C-RAN el procesamiento no se realizará en los nodos remotos si no que se realiza de forma centralizada, ayudando así el procesamiento cooperativo a reducir las interferencias que se puedan producir, de esta forma también se obtiene una mayor eficiencia energética y de costes, ya que no es necesario el sobredimensionar la computación de los recursos por cada estación base, adecuándolo a su carga concreta.

Las futuras redes serán desplegadas de una manera mucho más densa siendo más heterogéneas que las actuales, por lo que uno de los puntos más importantes es el mantener los gastos de despliegue y operativos asumibles. El despliegue de nodos más inteligentes y flexibles, que permitan ahorrar en los gastos operacionales y que por su precio mantengan bajos los gastos de despliegue, es el principal método para conseguirlo.

Como contra partida se tienen las restricciones en el *fronthaul*, ya que limita el número de nodos remotos, en función de las posibilidades y teniendo en cuenta que un gran número de nodos remotos aumentaría considerablemente la complejidad.

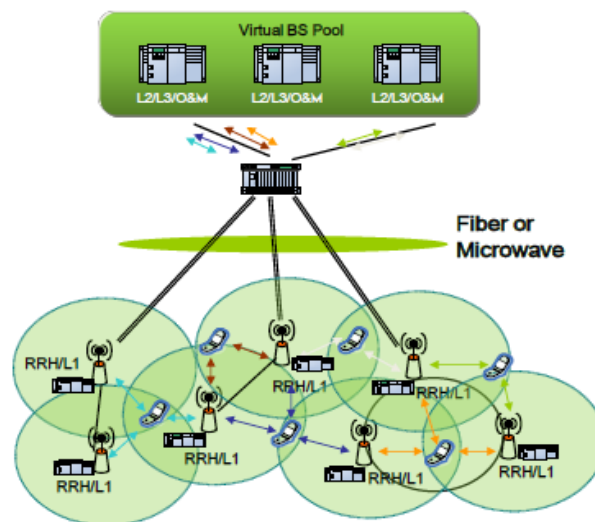


Figura 14. Arquitectura C-RAN

3.2.2. Redes ultra densas (UDN)

La idea principal detrás de UDN es incrementar la densidad de estaciones desplegadas por medio de celdas pequeñas para mejorar la capacidad y la cobertura de la red. Gracias a estas redes se pretende conseguir un alto factor de reutilización espectral, lo que resultará en una mejora en la capacidad que se verá incrementada en cientos de veces, mejorando así el servicio en las áreas *hot-spot* como estadios, conciertos o edificios de oficinas, donde se produce una concentración de dispositivos conectados a la red muy alta, con los consiguientes problemas para garantizar el servicio debido a que se sobrepasa la capacidad ofrecida por el sistema en estos puntos.

Sin embargo, el incremento del número de celdas trae consigo mayores interferencias, problemas de movilidad y de costes de despliegue y mantenimiento. La problemática principal es habilitar la coexistencia de un gran número de nodos desplegados en un espacio pequeño. La capacidad de usuarios por área no aumenta de forma lineal con el número de nodos desplegados, esto es debido al aumento de interferencias, entre celdas más próximas, al desplegarse en una zona densa, con lo que la eficiencia espectral puede sufrir el efecto contrario al deseado disminuyendo. En zonas con una alta densidad de nodos desplegados aumenta la carga de señalización a causa de la movilidad, ya que al haber un número mayor de nodos implica que hay un mayor número de celdas, así pues, en una comunicación en movimiento se realizarán más cambios de celda o *handovers* que en una zona con un menor número de nodos. Algunos de los aspectos clave para facilitar el despliegue de UDN son:

- Mejorar la estructura de la trama, optimizada para red IP.
- Aumentar la eficiencia espectral por medio de nuevas modulaciones y técnicas de acceso al medio, mejorar los enlaces y reducir la señalización de control.
- Utilización de SON aumentando la flexibilidad y el control eficiente de los nodos desplegados. Con ello se favorece la reducción de los costes y de la energía consumida.
- La utilización flexible del UL/DL.
- Los enlaces en el *backhaul* deben ser auto configurables y deben tener una capacidad lo suficientemente elevada. Es necesaria una baja latencia entre nodos de la red para conexiones que requieran distintos saltos entre nodos.

3.2.3. Redes definidas por software (SDN)

La utilización de este tipo de redes permite la reducción de los costes, aumenta la flexibilidad y agilidad de la red y permite el despliegue de nuevas aplicaciones y la implantación de actualizaciones de forma rápida. La arquitectura que se propone desacopla el control de la red del tráfico de usuario, habilitando el control de la red pasando a ser programable y haciendo que la infraestructura física sea transparente para

las aplicaciones y servicios de red. Entre las principales características de SDN se encuentran:

- Directamente programables: El control de la red es programable a causa de su separación del plano de usuario.
- Gestión centralizada: La inteligencia de la red está centralizada en los controladores SDN manteniendo una visión global de la red, la cual para las aplicaciones es una sola.
- Ágil: Permite ajustar el flujo de tráfico de la red adaptándose a los cambios.
- Estándares abiertos: La normalización la lleva a cabo la *Open Networking Foundation*.

De este modo, al separar la inteligencia de la red de los elementos que la componen se reduce el coste de los mismos, ya que no es necesario tener equipos que sean capaces de proveer a la red de inteligencia, ya que esta viene de una capa superior. Además, la gestión centralizada de los equipos permite aplicar actualizaciones a todos de forma inmediata evitando tener que ir uno por uno, reduciendo así los gastos operativos.

3.2.4. Virtualización de funciones de red (NFV)

Las redes móviles existentes suelen estar construidas sobre equipos especializados y plataformas dedicadas con escasa flexibilidad y escalabilidad. Con esta configuración resulta complicado cumplir los requisitos de mayor eficiencia de costes y de un menor tiempo de lanzamiento al mercado para futuras aplicaciones móviles.

NFV tiene como objetivo desacoplar funciones de red del hardware dedicado e implementar funciones de red en software que pueda ejecutarse en hardware estándar, localizado en la red según se requiera, sin la instalación de nuevo equipamiento. Esta tendencia nace a partir de “*cloud of clouds*”, el tener los sistemas y los datos en la nube. Esto es aplicable a tener los recursos de red, procesamiento y espacio compartidos en la nube de manera que es posible utilizar los recursos de la manera más conveniente, ya que hasta ahora los recursos asignados a una BS eran propios y si estaba haciendo 10% de su uso el otro 90% se perdía, pero con NFV se redistribuyen los recursos bajo demanda, optimizando el procesamiento y el enrutamiento. Este sistema compartido y bajo demanda puede reducir el coste de equipamientos al utilizarlo de manera más eficiente, el coste de mantenimiento y el consumo de energía de los mismos, así como acelerar el *time to market* y fomentar la innovación.

3.2.5. Redes auto organizadas (SON)

Su finalidad es la automatización de la planificación, configuración, gestión, optimización y el tratamiento de las redes de acceso radio de una forma menos compleja y rápida. Entre sus principales ventajas destaca que permite una gestión eficiente y que

se trata de un método de simplificación en la incorporación de nuevos nodos a la red, lo cual tiene implicaciones directas en la operación, mantenimiento y en el OPEX. Se divide en torno a tres tipos de arquitecturas: distribuida, centralizada e híbrida, correspondientes a una distribución de funciones de red de más deslocalizada a más próxima a los nodos de la red. Las funciones de red se resumen en:

- Funciones de auto configuración: Consiste en que las nuevas estaciones base sean automáticamente configuradas e integradas en la red. Esto requiere que tanto el establecimiento de la conectividad como la descarga de los parámetros de configuración sea *software*.
- Funciones de auto optimización: Incluye la optimización de la cobertura, capacidad, traspasos e interferencias mediante el control de distintos parámetros a partir de la observación de medidas. Una de las funciones es el equilibrio de la carga de movilidad (MLB) donde las células que sufren congestión pueden transferir tráfico a otras con recursos libres.
- Funciones de auto tratamiento. Su finalidad es reducir el impacto que cualquier anomalía pueda suponer en el servicio, por medio de la detección inmediata a través de la monitorización de los recursos.

3.2.6. Comunicaciones D2D

La comunicación D2D, como se entiende en 5G, es una comunicación controlada por la red pero que se realiza directamente entre los dispositivos, descargando el tráfico que pasa a través de las estaciones base (BS) y por el núcleo de la red (*backhaul*), ya que el camino de la comunicación es directo, tal y como se observa en **Figura 15**. Al utilizar la comunicación D2D se obtienen un gran número de mejoras tanto para la red como para los usuarios:

- Mejora la latencia *end to end* (E2E), ya que no es necesario que la BS actúe como repetidor.
- Reduce la potencia necesaria para transmitir, ya que los dispositivos que utilicen este tipo de comunicación estarán, en la mayoría de los casos, más cercanos entre sí que de la BS.
- Aumenta la eficiencia espectral, ya que la frecuencia puede ser reutilizada, con un leve impacto en las otras comunicaciones.
- Reduce los costes de la red al descargar el *backhaul*.
- Aumenta la capacidad y la velocidad de datos de usuario, ya que podemos reutilizar las frecuencias y al mejorar la eficiencia es posible distribuir más recursos entre los usuarios.
- Puede ser utilizada por los nuevos servicios como puede ser la comunicación entre un vehículo y otro dispositivo (V2X).

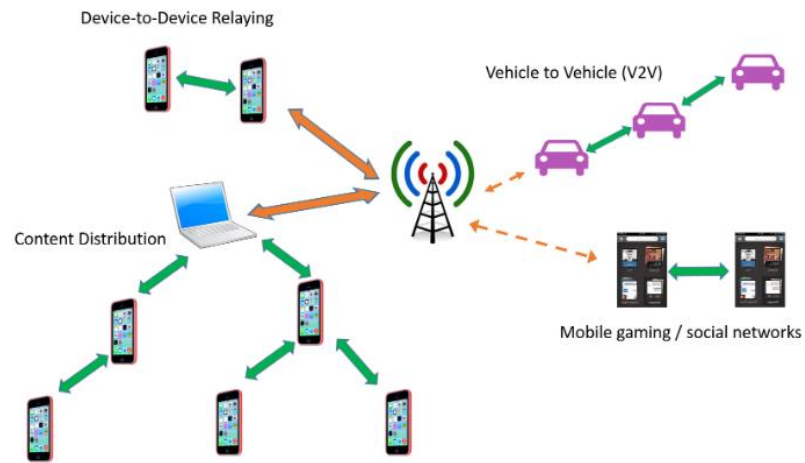


Figura 15. Arquitectura de comunicación D2D

4. Introducción al uso de ondas milimétricas en móviles

Una vez presentadas las principales tecnologías y técnicas llamadas a ser clave en las redes móviles 5G, en este capítulo se va a particularizar en las ondas milimétricas ya que son el centro del estudio de este trabajo y por ello se van a analizar en mayor profundidad.

Las ondas milimétricas, también conocidas como frecuencias extremadamente altas (EHF), son aquellas radiaciones presentes en el espectro electromagnético correspondientes a la banda de radiofrecuencias comprendidas entre los 30 y 300 GHz, **Figura 16**. Su nombre proviene de la longitud de onda que poseen ya que va de 1 a 10 milímetros. Estas ondas representan uno de los cambios más significativos respecto a las generaciones de comunicaciones móviles anteriores, que han operado típicamente entre 800 MHz y 3 GHz, y están llamadas a ser una de las claves en la interfaz radio 5G, debido a las grandes oportunidades que ofrecen, en especial en relación con la capacidad.

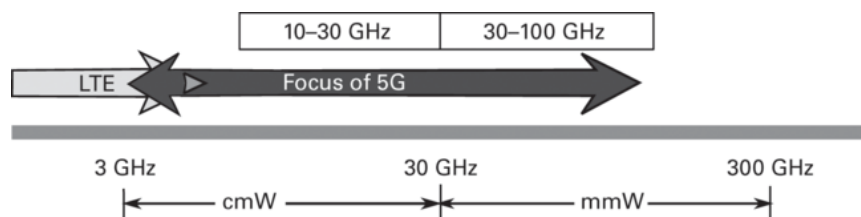


Figura 16. Espectro potencial para las redes de comunicaciones móviles 5G.

A pesar de los esfuerzos de desplegar redes inalámbricas lo más eficientes posibles, se continúa contando con el inconveniente de hacer frente a demandas de capacidad cada vez mayores, de acuerdo a las previsiones anteriormente explicadas, y que deriva en una congestión de las redes actuales y donde el espectro empleado se encuentra saturado. Es por ello, que las frecuencias milimétricas se presentan como una alternativa debido a la disponibilidad de espectro que ofrecen.

Además, la migración a estas frecuencias altas no solo garantiza mayor espectro, y por consiguiente anchos de banda de canal mayores, sino que también cuenta con otras oportunidades:

- Debido a la disminución de la longitud de onda, el tamaño de las antenas disminuye y por ello se pueden montar arrays con un mayor número de elementos,

- El incremento en la ganancia de los arrays permitirá compensar en parte la pérdida en espacio libre proporcional a λ^2 .
- La concentración de un gran número de antenas permite que la utilización de técnicas MIMO masivo y *beamforming* sea más eficaz.
- La utilización de ondas milimétricas es coherente con la densificación de la red de acceso que se espera para la siguiente red de comunicaciones móviles, ya que las pérdidas dejan de ser relevantes en distancias cortas.
- La posibilidad de confinar más la señal permite alcanzar una menor interferencia entre celdas, un aspecto clave para conseguir despliegues densificados.
- Existencia de tecnologías CMOS rentables que operan actualmente en frecuencias milimétricas.

Por el contrario, también existen una serie de inconvenientes y retos, que se deberán de abordar para que las ondas milimétricas pasen a ser de una alternativa prometedora a una realidad, entre ellas tenemos:

- Las pérdidas de penetración son muy importantes para la mayoría de materiales presentes en nuestro alrededor.
- Las técnicas *beamforming* necesitarán movilidad para seguir al usuario.
- El canal a priori presenta una alta variabilidad debido a condiciones de lluvia, presencia de obstáculos, etc.
- A pesar de la existencia de tecnologías, no existe aún economía de escala y hay elementos de RF caros como mezcladores, osciladores, conversores ADC y DAC, etc.
- La determinación del comportamiento del canal radio se encuentra aún bajo investigación.

4.1. Espectro

De acuerdo a las necesidades identificadas y planteadas en los capítulos anteriores, uno de los puntos más importantes a tratar en el desarrollo de las siguientes redes móviles es incrementar el espectro disponible, para asegurar así mayores anchos de banda de canal con las consiguientes ventajas que esto acarrea.

El problema es que el espectro entre 700 MHz y 2.6 GHz se ha vuelto cada vez más poblado por el aumento de servicios y tecnologías que operan en dicha banda. Casi todas las comunicaciones radio comerciales, la televisión de alta definición, las comunicaciones móviles, GPS o WIFI se encuentran contenidas en esta banda del espectro radioeléctrico

entre los 300 MHz y 3 GHz, como podemos observar en la **Tabla 1**. En concreto, la actual distribución de ancho de banda disponible para las comunicaciones móviles no supera los 780 MHz dentro de este rango, donde cada uno de los operadores de red más importantes cuenta en general con menos de 200 MHz a través de todas las diferentes bandas móviles del espectro disponibles para ellos.

Tabla 1. Distribución del espectro por tecnologías hasta 3 GHz

Servicio	Uplink (MHz)	Downlink (MHz)
GSM 900	880-915	925-960
GSM y LTE 1800	1710-1784.8	1805.2-1879.8
Servicio de TV	470 — 790	
Wi-Fi	2.400	
WiMAX	3.400-3.480	3.500-3.580
UMTS FDD	1.920-1.980	2.110-2.170
UMTS TDD	1.900-1.920	2.010-2.025
LTE 800	790 — 862	
LTE 2600	2500 — 2690	

Ante esta situación, nos encontramos un espectro muy masificado en esta banda por lo que se antoja complicado lograr poner a disposición de 5G una gran cantidad de espectro para su utilización por debajo de 3 GHz. Algunas iniciativas que se están llevando a cabo apuestan por la reorganización del espectro en estas bandas, una técnica históricamente empleada ya que para LTE se habilitó la banda original de GSM de 1,8 GHz y parte de la banda de los servicios de radiodifusión de televisión en 800 MHz. En este momento, en esta línea se ha producido un acuerdo en la Unión Europea para reasignar la banda de 700 MHz (694 – 790 MHz), perteneciente a los servicios de televisión digital, para servicios de banda ancha inalámbrica con fecha límite 30 de junio de 2020, con el fin de impulsar el desarrollo de 5G. Sin embargo, a pesar de ser un movimiento interesante ya que las características de propagación en esa banda son favorables no parecen suficientes 100 MHz y se continúa buscando alternativas que permitan disponer de mayor cantidad de espectro.

La principal alternativa es acceder a bandas de frecuencias por encima de 6 GHz, bandas de frecuencias milimétricas, donde la disponibilidad de espectro es muy grande. Las bandas milimétricas propiamente dichas abarcan el rango entre 30-300 GHz, aunque la industria se refiere a ellas en relación con la 5G para referenciar al rango entre 10 y 100 GHz. Por tanto las bandas de microondas de entre 3-30 GHz resultan también relevantes para este cometido, aunque sí que parece evidente que son únicamente aquellas fuera del alcance de los sistemas actuales, es decir, las relativas al rango entre 6-30 GHz, como se observa en la **Figura 16** de forma representativa. Dentro de esta amplia gama de frecuencias, en estos momentos se ha empezado a apostar de manera

más destacada por algunas de ellas, donde se concentran el mayor número de campañas de medidas debido a las pautas facilitadas por parte de organismos como la UIT y la FCC. En concreto la UIT propuso para estudio las siguientes: 24.25-27.5 GHz, 31.8-33.4 GHz, 37-43.5 GHz, 45.5-52.6 GHz, 66-76 GHz y 81-86 GHz. Dichas bandas suponen un total de 21 GHz, que es más de 10 veces la cantidad de espectro identificado hoy en día para la banda ancha móvil.

Bien es cierto y conviene resaltarlo, que como se detallará en el siguiente punto, a frecuencias tan altas las pérdidas son más importantes y esto hace que las distancias cubiertas en las celdas sean mucho menores. Por ello, se tenderá a utilizar el espectro dinámicamente en función de los servicios demandados y el tipo de escenario, por lo que la coexistencia de enlaces establecidos en frecuencias bajas con los de frecuencias milimétricas será una realidad. Entre las funciones que se prevén que puedan representar cada una tenemos que:

- Las bajas frecuencias (por debajo de 6GHz), serán utilizadas para tener áreas de cobertura más amplias y poder penetrar a entornos interiores desde emplazamientos exteriores.
- Las frecuencias altas (por encima de 6GHz), serán utilizadas para aumentar la capacidad y velocidad de la red en escenarios de comunicación ultra densos y para realizar los enlaces punto a punto y punto a multipunto en el *backhaul*.

Actualmente la mayoría de las bandas de frecuencias por debajo de 60 GHz están asignadas a varios servicios como radar, exploración terrestre, servicios punto a punto, comunicaciones satelitales y servicios móviles incluidos. De entre las iniciativas y tecnologías disponibles ya en estas frecuencias relacionadas con las comunicaciones inalámbricas, destacan algunas como *Wireless Gigabit Alliance* (WiGig) [27] el Sistema de Distribución Local Multipunto (LMDS) [28] y el *backhaul* E-Band [29], que resultan interesantes y pueden servir como ayuda en el desarrollo de la 5G, debido a la existencia de sinergias. De entre ellos, destaca el WiGig ya que cuenta con un estándar ya elaborado, IEEE802.11ad [30], y está orientado a ofrecer servicios de Internet de manera inalámbrica, con la salvedad de hacerlo únicamente en espacios interiores y sin atravesar paredes.

4.2. Propagación

La propagación radio es el comportamiento de las ondas radio cuando son transmitidas de un punto a otro. Como forma de radiación electromagnética, estas ondas se ven afectadas por fenómenos de reflexión, refracción, difracción, absorción, polarización y dispersión. En concreto las ondas milimétricas presentan la particularidad de que su longitud de onda es del orden de milímetros lo que conlleva que la mayoría de objetos en el entorno produzcan obstrucción, difracción o multitrayecto, así como

dispersión o reflexión. Además, se ven afectadas en mayor medida por fenómenos físicos medioambientales al aumentar la frecuencia. Por ello, mientras en bandas de frecuencias más bajas las señales son capaces de propagarse a mayores distancias y pueden penetrar fácilmente a través de los edificios, las pertenecientes a bandas superiores únicamente pueden transmitirse unos cientos de metros, debido a las pérdidas adicionales relativas a la relevancia de un mayor número de fenómenos atenuantes, y tienen dificultades para penetrar materiales sólidos.

Los tres fenómenos de pérdidas más relevantes en las frecuencias milimétricas, en comparación al empleo de frecuencias por debajo de 6 GHz, son la atenuación por gases atmosféricos, la atenuación por lluvia y las pérdidas por penetración.

- La atenuación debida a los gases atmosféricos empieza a ser un efecto a tener en cuenta cuando la frecuencia de trabajo está por encima de los 3 GHz. Los dos principales gases causantes de estas pérdidas son el vapor de agua (H_2O) y el oxígeno (O_2), que presentan picos de absorción en 22, 183 y 324 GHz y en 60 y 119 GHz, respectivamente. El método para calcular la atenuación ocasionada por estos gases atmosféricos está detallado en la Recomendación UIT-R P.676-10 [31].
- La atenuación por lluvia afecta en mayor medida a frecuencias a partir de 7 GHz ya que las gotas de lluvia son aproximadamente del mismo tamaño que la longitud de onda y por lo tanto causa mayor dispersión en la señal radio. Su determinación tiene cierta complejidad debido a la variabilidad de la lluvia, tanto en el tiempo como en el espacio, siendo el procedimiento más empleado el recogido en la Recomendación P.530-15 del UIT-R [32], donde se parte de la intensidad de la lluvia, en mm/h, promediada en periodos de un minuto y se tiene en cuenta el dato de la intensidad superada en el 0,01% del tiempo, $R_{0,01}$, en la localidad o zona geográfica donde está situado el enlace
- Por último, cabe destacar que las ondas milimétricas no son capaces de penetrar correctamente gran parte de los materiales sólidos, ya que la atenuación que presentan la mayoría de ellos es mucho mayor y por tanto complicada de salvar. Varios materiales comunes en nuestras ciudades como por ejemplo el hormigón o los ladrillos, presentan atenuaciones medidas en algunos estudios a 28 y 40 GHz de aproximadamente 40 y 175 dB [33], respectivamente, resultando por tanto muy complejo establecer enlaces radio entre entornos exteriores e interiores, a estas frecuencias.

Sin embargo, estas características de propagación de las ondas milimétricas no tienen por qué resultar restrictivas, ya que con una mayor densificación de redes los enlaces serían más cortos y con ello las pérdidas y fenómenos como la lluvia o los gases no resultarían una limitación para distancias de cientos de metros.

4.3. Utilización

Debido a las limitaciones en cuanto a distancia y por consiguiente de cobertura, que presenta emplear frecuencias milimétricas, en un primer momento parece lógico pensar que habrá una red muy heterogénea, como se muestra en la **Figura 17**. Esto se debe a que habrá coexistencia con tecnologías anteriores como *LTE Advanced*, con enlaces en bandas de frecuencias por debajo de 6 GHz, para garantizar mayor alcance, y con celdas pequeñas y femtoceldas, favorecidas por el empleo de un *backhaul* inalámbrico. En este escenario los enlaces en milimétricas parecen ser claramente de dos tipos: enlaces de acceso y enlaces de *backhaul*.

Enlaces de acceso móvil

La gran cantidad de espectro disponible promueve el uso de ondas milimétricas en el acceso móvil. Su potencial reside en que permiten anchos de banda de canal grandes con altas tasas, con la condición de una cierta limitación en el alcance. En función de las campañas de medidas llevadas hasta la fecha, recogidas en otro capítulo de este documento, se está demostrando su capacidad para soportar enlaces de hasta 200 metros en entornos densamente urbanos [34].

Enlaces de *backhaul*

Con un denso despliegue de celdas pequeñas, el número de estaciones base será bastante elevado por lo que resultaría costoso conectar las estaciones entre ellas y a la red mediante fibra óptica. Por el contrario, si se recurre al uso de enlaces radio para este cometido, el empleo de las ondas milimétricas resulta clave debido a la gran cantidad de espectro libre disponible en bandas como la E (71-76 GHz y 81-86 GHz), que permitiría tasas de datos de varios Gbps. Se trata de una solución rentable y escalable para el *backhaul*.

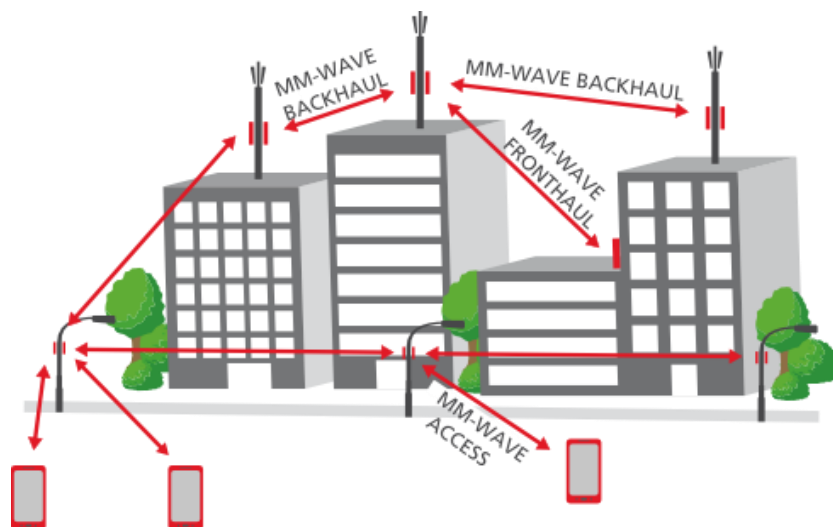


Figura 17. Esquema de la futura arquitectura física desplegada en ciudades.

5. Catálogo de experimentos de propagación en ondas milimétricas publicados

El objetivo de este capítulo es proporcionar un mayor nivel de detalle de las campañas de medidas realizadas para ese tipo de entornos, ya que pueden servir como punto de partida y, por consiguiente, se busca proporcionar un resumen de las experimentaciones publicadas más relevantes junto con las principales características y resultados logrados.

Los escenarios tradicionales considerados en el modelado de la propagación y el canal radio por debajo de 6 GHz en 3GPP se han dividido en macro urbano (UMa), micro urbano (UMi) y zonas interiores (InH). Sin embargo, para el nuevo modelado de la 5G se han analizado una serie de escenarios más concretos dentro de los anteriores, que se describen a continuación y en los que se han basado las principales campañas de medidas experimentales realizadas hasta la fecha entre 5 y 100 GHz.

- **UMa**

Los dos principales escenarios para los que se han realizado medidas han sido para comunicaciones entre transmisores (TX) emplazados en exteriores en cualquier caso y receptores (RX) localizados tanto en interiores como exteriores obteniendo así comunicaciones entre exteriores (O2O) y entre exterior e interior (O2I). Para este caso el radio de celda suele ser de hasta 200 metros y los TX se instalan sobre alturas mayores a 30 metros.

- **UMi**

Los dos principales escenarios donde se ha medido han sido en cañones urbanos y en plazas abiertas. Para este caso el radio de celda se ha considerado de aproximadamente 100 metros y los puntos de acceso se instalan por debajo de la altura de los tejados a entre 3 y 20 metros de altura.

- **InH**

Las medidas llevadas a cabo en interiores se han desarrollado principalmente en oficinas, laboratorios, estaciones y centro comerciales, para diferentes distribuciones del espacio como oficinas con cubículos sin grandes muros ni pasillos o por el contrario con numerosos muros y pasillos. En este caso los puntos de acceso se sitúan entre 3 y 5 metros a la altura del techo y con una densidad de puntos diferente en función de cada campaña.

Debido a las características del proyecto en desarrollo en el que se enmarca este trabajo, resulta relevante profundizar en los estudios realizados hasta 40 GHz y en entornos InH, ya que el equipamiento adquirido (descrito en capítulos posteriores) permite trabajar con garantías por debajo de esa frecuencia y debido a que el banco de medidas se montará en un primer lugar en un laboratorio ubicado en el edificio C de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Madrid. La idea es que en el futuro se pueda ampliar la realización de medidas a entornos exteriores de igual manera con el fin de realizar un estudio más completo, pero para esta primera etapa resultan de mayor interés las experimentaciones llevadas a cabo en las condiciones comentadas.

5.1. Universidad de Austin – Medidas UMa 38 y 60 GHz

Las medidas fueron llevadas a cabo en el campus de la Universidad de Texas en Austin durante el verano del año 2011. La campaña se realizó para frecuencias de 38 GHz [35] y 60 GHz [36], donde para cada una de ellas se contemplaron diferentes escenarios.

5.1.1. Medidas UMa en 38 GHz

Para esta frecuencia, por un lado, se realizaron medidas para una topología de enlace entre estación base y móvil. Para las medidas se dispuso de la localización de un TX en cuatro emplazamientos diferentes dentro del campus, utilizando una potencia máxima transmitida de 21.2 dBm y un ancho de banda de 800 MHz. Las antenas empleadas fueron de haz estrecho y ganancia 28 dBi en el TX y tanto de haz estrecho como ancho en el RX con ganancias respectivas de 28 dBi y 13.3 dBi. En total, se midieron 43 combinaciones de TX-RX para haz estrecho con separaciones de entre 29 y 930 metros, y 22 combinaciones TX-RX para haz ancho con separaciones entre 29 y 728 metros. Por otro lado, se realizaron medidas también para un escenario P2P, entre dispositivos. Se emplearon antenas direccionales de haz estrecho con ganancia de 25 dBi en ambos dispositivos que fueron rotadas en el plano de azimut. Se utilizó un único emplazamiento para el TX y se dispusieron 10 RX en su entorno a una distancia entre 19 y 129 metros, todo ello en un área peatonal rodeada de edificios. Entre las medidas se recogieron trayectos LoS y NLoS.

Se trató de una campaña centrada en medir las pérdidas de enlaces a la frecuencia de trabajo, para demostrar la viabilidad de proporcionar altas probabilidades de cobertura en celdas de menos de 200 metros.

5.1.2. Medidas UMa en 60 GHz

Para esta frecuencia, por un lado, se realizaron medidas en un escenario P2P de forma similar a las llevadas a cabo en 38 GHz, incluyendo un único emplazamiento para el TX y 10 RX, además de las mismas antenas directivas. La potencia de transmisión máxima fue de 5 dBm y se utilizó un ancho de banda de 1.5 GHz. El otro escenario

escogido fue para una topología de enlace entre vehículos, V2V. Dentro de este tipo de comunicaciones se midieron las comunicaciones entre coches y entre el coche y las señales de tráfico, dentro del parking del campus de la UTA. Los RX se situaron a altura de la cabeza de un pasajero mientras que los TX a altura de 1.5 metros, una distancia de 4, 12 y 23 metros respecto el RX (correspondientes a la distancia entre vehículos y con las señales del margen de la calle) y equipado con antenas directivas de 25 dBi.

En este caso el objetivo de la campaña fue determinar características del canal 5G, recogiendo medidas de multitrayecto en función del *angle-of-arrival* (AoA) para la dispersión del retardo y además se determinaron las pérdidas de enlace para un receptor móvil.

5.2. Universidad de Nueva York – Medidas UMa, UMi e InH en 28 y 73 GHz

Las medidas realizadas se llevaron a cabo en frecuencias de 28 GHz [34] [37] y 73 GHz [38] [39], dentro de la ciudad de Nueva York. De manera específica se desarrollaron las campañas de medidas en entornos interiores y exteriores con el fin de caracterizar cada uno de ellos.

5.2.1. Medidas en UMa y UMi en 28 y 73 GHz

Las medidas a 28 y 73 GHz en exteriores se realizaron respectivamente en los veranos de 2012 y 2013.

- **Medidas en 28 GHz**

Principalmente se llevaron a cabo en el entorno del campus de la Escuela Politécnica de Ingeniería NYU de Manhattan pero se combinó con medidas en Brooklyn para un escenario típico de comunicación entre la estación base y el móvil en un entorno densamente urbano rodeado de edificios. Para las medidas se empleó un ancho de banda de 800 MHz, una potencia máxima transmitida de 30.1 dBm y antenas directivas de haz estrecho de 24.5 dBi en el plano acimutal tanto para el TX como el RX. Se midieron un total de 74 combinaciones TX-RX, utilizando 3 localizaciones diferentes para el TX y 27 localizaciones del RX, donde además para cada combinación se desplazó la antena de ambos elementos en el plano acimutal en incrementos de 10°, para facilitar la comprensión del multitrayecto y simular un canal omnidireccional. La distancia entre TX y RX varió entre 31 y 425 metros.

- **Medidas en 73 GHz**

Fueron llevadas a cabo íntegramente en Manhattan emulando escenarios de comunicaciones estación base-móvil y de *backhaul* inalámbrico. Para las medidas

5.2.2. Medidas InH en 28 y 73 GHz

El emplazamiento se trata de una oficina típica con obstáculos comunes como escritorios, sillas, puertas, muros de pladur, ascensores, clases, salas de reuniones y cubículos, cuya extensión era de 35 x 65.5 metros. La localización de los equipos se recoge en la **Figura 18**, donde se observa que se seleccionaron 5 localizaciones diferentes para el TX por 33 para el RX, que sirvió para recoger medidas de 48 TX-RX combinaciones, donde 10 se correspondieron con situaciones LoS con distancias de separación de entre 4.6 y 21.3 metros y donde las 38 restantes fueron medidas NLoS con distancias de separación entre 3.9 y 45.9 metros. De forma aproximada, para cada localización del TX se varió entre 8-10 la localización del RX.



Página | 41

puede ser muros. Las antenas se montaron a 2.5 metros del suelo en el caso del TX, cerca del techo para simular puntos de acceso interiores, y a 1.5 metros las del RX.

Técnicamente, se emplearon arquitecturas superheterodinas, donde la señal en banda base se modula a una frecuencia intermedia entre 5 y 6 GHz, para posteriormente mediante un bloque *up-converter* lograr los 28 GHz y emitir con una potencia de 23.9 dBm, a través de una antena de bocina piramidal de 15 dBi con ángulos de azimut y elevación de 28.8° y 30°, respectivamente. Para la realización de medidas direccionales, a lo largo de diferentes planos de azimut y elevación, las antenas son mecánicamente dirigidas mediante LabVIEW. Con ello se puede emular un sistema omnidireccional, midiendo numerosos *angles of departure* (AoDs). En el receptor, se emplean antenas idénticas a las del TX y mediante un módulo *down-converter* se pasa a una frecuencia intermedia de entre 5 y 6 GHz, para posteriormente demodular en componentes I y Q en banda base. Mediante LabVIEW las muestras digitales I y Q son elevadas al cuadrado y sumadas para generar los perfiles potencia-retardo del canal (PDP). Con el fin, de elevar la SNR, se promedian 20 PDPs consecutivos, para obtener el PDP final de cada medida individual. De igual manera que en el TX, las antenas son mecánicamente dirigidas, por lo que se obtienen numerosos *angles of arrival* (AoAs) que permiten emular un sistema omnidireccional. Para las medidas se utilizaron configuraciones de antenas de *co-polarización* y *cross-polarización* entre el TX y RX. En el caso de la *co-polarización* ambas antenas contaban con una polarización vertical (V-V), mientras que para el caso de la *cross-polarización* la antena del TX tenía polarización vertical y la del RX horizontal (V-H). Aproximadamente, la mitad de las medidas usan cada una de las configuraciones.

El objetivo de esta campaña fue la presentación y evaluación de modelos de pérdidas direccionales y omnidireccionales en base a los más de 14.000 PDPs adquiridos en la campaña de medidas. Además, se proveen valores estadísticos del canal como la dispersión del retardo y multitrayecto, que serán de utilidad para redes inalámbricas densas en ondas milimétricas.

5.3. Universidad Aalborg– Medidas UMa en 10, 18 y 28 GHz

Campaña de medidas en exterior llevadas a cabo en Vestby en la ciudad de Aalborg en Dinamarca entre marzo y junio de 2015 para las bandas frecuencias de 10, 18 y 28 GHz [41] [42]. Se trata de una ciudad de tamaño medio con edificios y calles regulares. Para la realización de medidas se dispuso de un TX a entre 20 y 25 metros de altura, que se ubicó en 6 emplazamientos diferentes, y de un RX a una altura aproximada de 2.4 metros y colocado en el interior de una furgoneta, que se desplazaba en el momento de las transmisiones a 20 km/h dentro de un área de cobertura, donde las distancias TX-RX llegaron hasta los 1.400 metros. En cuanto a las antenas, se utilizaron de tipo bocina en el TX con una ganancia de 10 dBi mientras que en el RX se equiparon dos antenas, una de dipolo y otra biconica de ganancias 2 y 0 dBi, respectivamente.

Se trató de campañas centradas en determinar las características de propagación para casos LoS y NLoS en escenarios UMa, mientras el terminal móvil se encuentra en movimiento y variando la altura del TX para ver su efecto en la cobertura.

5.4. Qualcomm – Medidas UMi e InH en 2.9, 29 y 61 GHz

La campaña de medidas llevada a cabo por Qualcomm se llevó a cabo para frecuencias de 2.9, 29 y 61 GHz [43]. Entre las características principales se encuentra el empleo de antenas omnidireccionales para la frecuencia de 2.9 GHz y de antenas direccionales de 10 y 20 dBi para las otras dos frecuencias con un barrido de 360° en acimut y de entre -30° y 90° en elevación. Dicha campaña se desarrolló tanto en entornos interiores como exteriores por lo que se van a explicar de forma separada.

- **Medidas en interior.**

Se llevaron a cabo dentro de las oficinas para dos escenarios, uno con una distribución en cubículo con pocos muros y otro con mayor presencia de muros y pasillos. Respectivamente, se midieron un total de 120 combinaciones con 3 emplazamientos diferentes para el TX y 40 para el RX, con una distancia entre ambos de 5 a 67 metros para el primer escenario, mientras que para el segundo fueron 405 las combinaciones con 3 emplazamientos diferentes del TX y 135 del RX con una distancia entre ambos de 10 a 275 metros.

- **Medidas en exterior.**

Esta campaña se desarrolló alrededor de las oficinas de Qualcomm en Bridgewater en New Jersey. Se recopilaron datos influenciados por un entorno con edificios de diferentes niveles, parkings, presencia de vegetación y viandantes, con distancias entre TX y RX de entre 35 y 260 metros.

5.5. Universidad Aalto – Medidas UMi en 28, 63 y 81-86 GHz e InH en 28 y 63 GHz

5.5.1. Medidas UMi en 28, 63 y 81-86 GHz

La Universidad de Aalto desarrolló mediciones para la caracterización de los escenarios UMi cañón urbano y plaza abierta.

- **Medidas en 28 y 63 GHz**

Para el escenario de plaza abierta se desarrollaron campañas de medidas para 28 GHz en el contexto del proyecto mmMagic [44] y para 63 GHz en relación con el proyecto METIS [45]. Para ambas medidas la localización elegida fue la plaza Narinkkatori, exterior al centro comercial Kamppi en Helsinki. En 28 GHz se emplearon antenas bicónicas en TX y antenas de bocina en RX de 10 dBi de

ganancia rotadas en acimut y con un ancho de banda fue de 900 MHz. Se recopilaban 10 combinaciones de medidas para 10 localizaciones del TX y un RX estático, resultando en 5 situaciones LoS y otras tantas NLoS. En 63 GHz el ancho de banda fue de 4 GHz. Se tomaron 15 combinaciones de medidas en total, para una distancia entre TX y RX de 4.5 a 19.2 metros, donde 12 se correspondieron con situaciones LoS y 3 con NLoS. En cuanto a las antenas se utilizaron antenas omnidireccionales en el RX y antenas de bocina direccionales en el TX de 20 dBi de ganancia y rotadas en acimut que permanecieron estáticas en el momento de la medida.

- **Medidas en 83.5 GHz**

La campaña de medidas para el escenario de cañón urbano se desarrolló para dos localizaciones diferentes, en las calles Eerikinkatu y Unioninkatu pertenecientes al centro de Helsinki en Finlandia con distancias entre TX y RX de 685 y 1100 metros respectivamente. Las medidas se realizaron en la banda E para frecuencias en el rango de 81 a 86 GHz con un ancho de banda de 5 GHz. Para todos los casos se produjo LoS entre TX y RX, y se puede obtener un mayor detalle de la distribución en [46]. Para las medidas se emplearon dos conjuntos de antenas diferentes. El primero mediante un par de antenas parabólicas de 45 dBi de ganancia y el segundo mediante bocinas directivas de 24 dBi.

5.5.2. Medidas InH en 28 y 63 GHz

La Universidad de Aalto desarrolló tres campañas de medidas en el contexto de ambos proyectos europeos para entornos interiores cada una de ellas centrada en un escenario concreto. A continuación, se agrupan por frecuencias.

- **Medidas en 28 GHz [44]**

La campaña se llevó a cabo en la terminal 2 del aeropuerto de Helsinki en Finlandia, para frecuencias de 15 y 28 GHz, aunque aquí nos centraremos en la correspondiente a 28 GHz por lo anteriormente explicado.

El emplazamiento consiste en un espacio amplio con techos y muros contruidos con marcos de acero y numerosos ventanales, además cuenta con un gran número de pantallas en su interior, así como de asientos y otro tipo de objetos. El espacio además se distribuye en 2 plantas.

En la **Figura 19** se presenta un plano de la terminal 2 del aeropuerto donde se presenta la distribución de los equipos, proporcionando así una idea de las medidas desarrolladas. El RX se situó en la segunda planta en el área de *check-in* a una altura de 3 metros, mientras que el TX se fue moviendo su ubicación, utilizando ambas plantas, para proporcionar diferentes tipos de enlaces LoS y NLoS. El número de emplazamientos escogidos para el TX fue de 13, logrando 6

enlaces de tipo LoS y 7 de tipo NLoS, y colocados a una altura de alrededor de 1.6 metros.

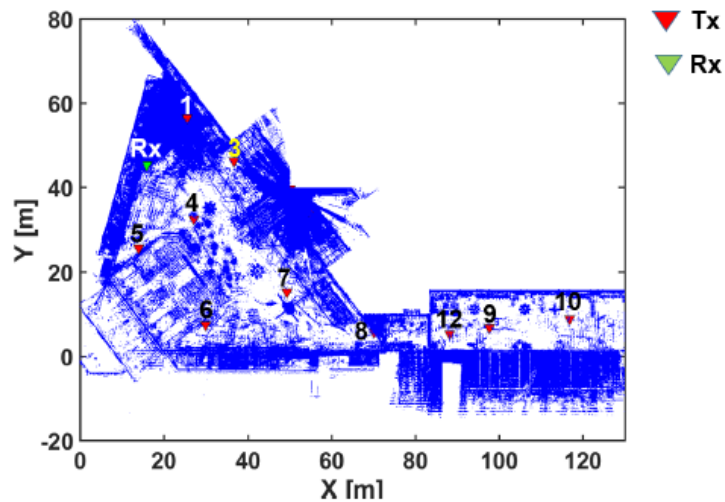


Figura 19. Escenario de medidas del aeropuerto de Helsinki [44]

Técnicamente cabe destacar, que se empleó un ancho de banda en las medidas de 3 GHz y las antenas fueron de tipo biconica en el TX, con 2 dBi de ganancia polarizada verticalmente y con un haz de 60° en elevación, y de tipo bocina en el RX, con 19 dBi de ganancia y mucho más directivas con haces en azimut y elevación de 10° y 40° respectivamente, polarizada vertical y horizontalmente.

Se trató de una campaña de medidas centrada en las pérdidas de propagación y la determinación de parámetros multirrayecto como la dispersión del retardo y angular.

- **Medidas en 63 GHz [45]**

En este caso se midieron dos escenarios. Los elegidos fueron el centro comercial Sello localizado en la ciudad de Espoo en Finlandia y la cafetería del campus de la Universidad. En ambos casos se emplearon antenas omnidireccionales en el RX mientras en el TX se montaron antenas de bocina direccionales de 20 dBi de ganancia y rotadas en acimut que permanecieron estáticas en el momento de la medida. Además, se utilizó por completo la banda de 61 a 65 GHz, empleando por tanto un ancho de banda de 4 GHz. En el caso centro comercial se tomaron 55 combinaciones de medidas en total correspondientes 41 a situaciones LoS y 14 a situaciones NLoS, donde las distancias entre TX y RX oscilaron entre 1.5 y 16 metros. Para la cafetería el número de combinaciones fue de 14, con 6 localizaciones diferentes del TX con un RX fijo donde para 3 de ellas se forzaron situaciones LoS y para las otras tantas NLoS

5.6. Ericsson – Medidas UMa en 15 y 28 GHz e InH en 58.68 GHz

5.6.1. Medidas UMa en 15 y 28 GHz

Se llevaron a cabo varias campañas de medidas realizadas por Ericsson para este tipo de escenario.

- Con el objetivo de probar comunicaciones entre entornos interiores y exteriores, se llevó a cabo una campaña en sus oficinas para frecuencias de 15 [47] y 28 GHz [48]. Se realizaron en Kista en Estocolmo y en Gotemburgo (Suecia). Ambas se realizaron bajo los mismos patrones, es decir, se montó una antena exterior, de tipo array de ancho haz y ganancia de 22dBi, y de una antena interior, muy directiva de 34 dBi, montada en una oficina con una distancia entre ambas de alrededor 70 metros. En el caso de las medidas de 28 GHz, la antena exterior se localizó sobre la cubierta de un parking exterior mientras la interior se dispuso en el tercer piso de las oficinas, donde ambos equipos, se emplearon como TX y RX operando en la banda de 28 GHz, con un ancho de banda de 50 MHz, que permitió alcanzar tasas de entre 100 y 500 Mbps.
- Dos campañas se realizaron en los alrededores de la ciudad de Gotemburgo en Suecia [47]. Una de ellas fue en Lindholmen en agosto de 2015 donde se midieron 9 combinaciones TX-RX LoS por 67 de NLoS. La otra, fue en Mölndal en junio de 2015 donde se registraron 9 combinaciones LoS por 51 NLoS. En ambos casos, las antenas empleadas fueron de 10 dBi en el TX y de 34 dBi en el RX.

Se trató de una experimentación centrada en las pérdidas de propagación para diferentes entornos con especial énfasis en el caso del primer escenario en las pérdidas por penetración.

5.6.2. Medidas InH en 58.68 GHz

Campaña de medidas realizada por Ericsson en julio de 2015 en un entorno interior como es una oficina localizada en la ciudad de Kista a las afueras de Estocolmo en Suecia [45]. Para la realización de las medidas se emplearon antenas de bocina directivas con una ganancia de 10 dBi tanto en el TX como en el RX. La localización de los equipos fue estática y se emplearon 27 localizaciones diferentes para el TX por 3 diferentes del RX para distancias entre ambos equipos de entre 2 y 80 metros.

5.7. ETRI Corea – Medidas UMa e InH en 28 y 38 GHz

La campaña de medidas se llevó a cabo por parte del Instituto Investigador Electrónico y de Telecomunicaciones (ETRI) de Corea para las frecuencias de 28 y 38 GHz y con un ancho de banda de 500 MHz en ambos escenarios

5.7.1. Medidas UMa en 28 y 38 GHz

En este caso, para las medidas se emplearon antenas de bocina directivas electrónicamente articuladas que permiten un movimiento en acimut de la antena proporcionando control sobre la orientación del haz. Las medidas se realizaron en exterior para dos entornos diferentes de Corea, denominados Gwanpyung en Daejeon y Gangnam en Seúl [47], que se pueden identificar como entornos urbanos con edificaciones bajas o muy altas respectivamente. En ambos casos se fijó el TX mientras se dispusieron diferentes emplazamientos del RX para situaciones LoS y NLoS, donde la ganancia de sus antenas fue de 15.4 dBi y 24.4 dBi respectivamente.

El objetivo de la campaña es explorar las características espacio-temporales del canal inalámbrico incluyendo las pérdidas de enlace. Se obtienen características multitrayecto en entornos exteriores como la dispersión del retardo y angular.

5.7.2. Medidas InH en 28 GHz

La campaña de medidas se llevó a cabo por parte del Instituto Investigador Electrónico y de Telecomunicaciones (ETRI) de Corea para la frecuencia de 28 GHz y donde los escenarios escogidos fueron la terminal de pasajeros de la estación de tren de Seúl y la terminal del aeropuerto internacional de Incheon, ambas ciudades de Corea del Sur [47].

Técnicamente, se emplearon los mismos equipos en ambas y bajo las mismas configuraciones. Cabe destacar que el ancho de banda elegido fue de 500 MHz y que el sondeador de canal se puede utilizar indiferentemente como TX o RX, con una pequeña modificación. El esquema seguido se compone de módulos en banda base, transceptor, de RF y antenas, éstas pueden ser bocinas piramidales directivas con ganancia 24.5 dBi u omnidireccionales de 5 dBi.

Cada campaña se describirá de forma separada a continuación y cabe destacar que ambas instalaciones recogen una gran actividad y por tanto un tráfico importante.

- **Estación de tren de Seúl**

Se trata de un edificio de gran amplitud con un amplio pasillo y cuyas dimensiones son 170 x 45 x 21 metros. Los techos y muros están contruidos con marcos de acero y numerosos ventanales, además cuenta con un gran número de pantallas en su interior.

En la **Figura 20** se presenta un plano de la estación con la distribución de los equipos y que proporciona una idea de las medidas desarrolladas. En este caso para emular puntos de acceso se instaló la antena del TX a la altura del techo a 8 metros y la del RX se montó al nivel de 1.5 metros. El emplazamiento del TX se mantuvo

estático mientras el receptor se fue moviendo a lo largo de la estación, según se observa en la **Figura 20**.

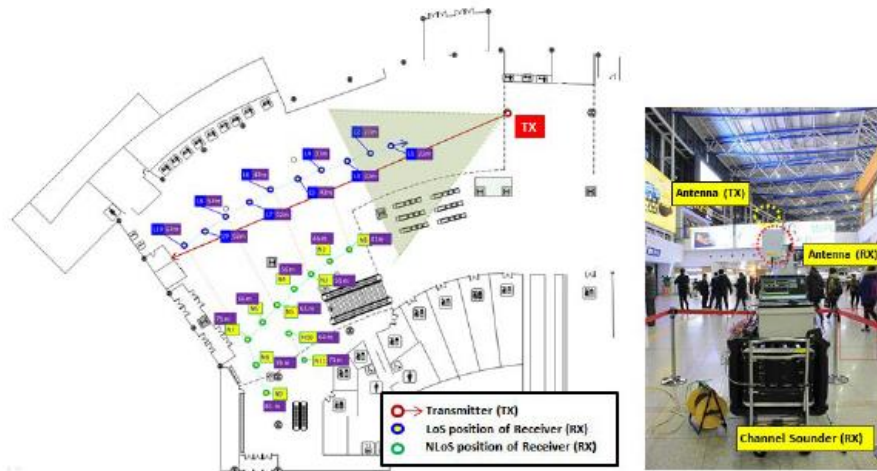


Figura 20. Escenario de medidas de la estación de tren de Seúl [47].

Se trató de una campaña de medidas centrada en las pérdidas de propagación y la determinación de parámetros como la dispersión del retardo y angular. Entre los resultados principales, destaca la utilización del modelo de pérdidas CI donde el PLE determinado para este escenario fue de 1.8 y 2.6 para situaciones LoS y NLoS, respectivamente. Además, entre los percentiles de las dispersiones del retardo y angular figuran valores para el 95% de 68.5 y 91.9 nanosegundos para la dispersión del retardo en situaciones LoS y NLoS respectivamente.

- **Aeropuerto Incheon**

Las medidas se realizaron en la terminal de salidas del aeropuerto que cuenta con unas dimensiones de 650 x 82 x 20 metros y se trata principalmente de una amplia sala con las cabinas de *check-in* en paralelo y donde los materiales son similares a los de la estación de tren de Seúl.

De igual manera, se presenta un plano de la terminal del aeropuerto donde se desarrollaron las medidas en la **Figura 21**. Los equipos utilizados fueron los mismos y se emplazó un único TX fijo con la antena a una altura de 8 metros mientras el RX se fue moviendo a lo largo de la planta.

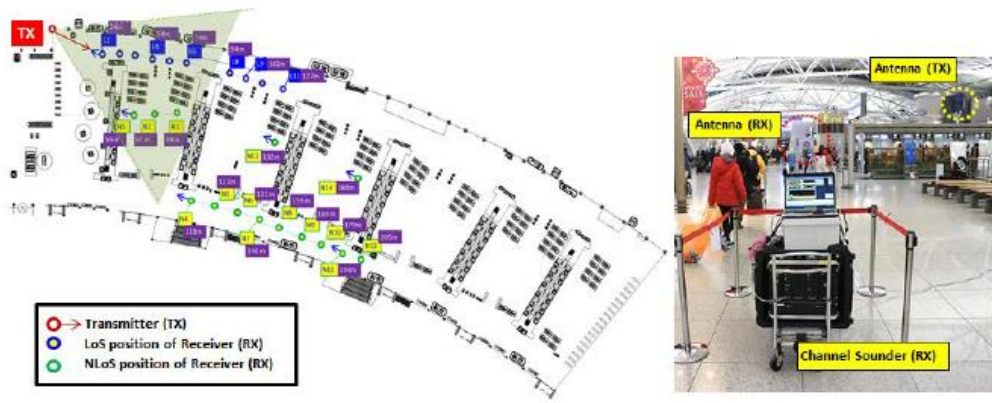


Figura 21. Escenario de medidas del aeropuerto de Incheon [47].

El objetivo de la campaña fue también determinar las pérdidas de propagación y parámetros como la dispersión del retardo y angular, en otro escenario. Entre los resultados principales, destaca la utilización del modelo de pérdidas CI donde el PLE determinado para este escenario fue de 1.8 y 2.5 para situaciones LoS y NLoS, respectivamente. Además, entre los percentiles de las dispersiones del retardo y angular figuran valores para el 95% de 102.8 y 236.8 nanosegundos para la dispersión del retardo en situaciones LoS y NLoS respectivamente.

Mediante la comparación de ambas campañas, se observa como la propagación experimenta un comportamiento similar en ambos escenarios mientras la dispersión del retardo varía de manera mucho más significativa debida principalmente a que la terminal cuenta con una mayor superficie.

5.7.3. Medidas InH en 38 GHz

La campaña de medidas se llevó a cabo de manera paralela a la planteada en 28 GHz por el Instituto Investigador Electrónico y de Telecomunicaciones (ETRI) de Corea. De igual manera los escenarios escogidos fueron la terminal de pasajeros de la estación de tren de Seúl y la terminal del aeropuerto internacional de Incheon, ambas ciudades de Corea del Sur [47].

Debido al análisis en detalle presentado anteriormente referente a los equipos y ambas localizaciones, se decide únicamente destacar las diferencias en los resultados obtenidos de la campaña.

De igual manera, se trató de una campaña de medidas centrada en las pérdidas de propagación y la determinación de parámetros como la dispersión del retardo y angular.

Para el caso de la terminal del aeropuerto, entre los resultados principales, destaca la utilización del modelo de pérdidas CI donde el PLE determinado para este escenario fue de 1.9 y 2.5 para situaciones LoS y NLoS, respectivamente. Además, entre los

percentiles de las dispersiones del retardo y angular figuran valores para el 95% de 94.3 y 311.4 nanosegundos para la dispersión del retardo en situaciones LoS y NLoS respectivamente. Mientras en el caso de la estación de tren de Seúl, el PLE determinado para este escenario fue de 1.8 y 2.7 para situaciones LoS y NLoS, respectivamente, y los percentiles de las dispersiones del retardo son para un percentil de 95% de 86.3 y 89.9 nanosegundos en situaciones LoS y NLoS respectivamente.

Mediante la comparación de ambas campañas, se observa como la propagación experimenta un comportamiento similar en ambos escenarios ya que la variación del PLE es muy ligera, al igual que para la dispersión del retardo varía de manera mucho más significativa debida principalmente a que la terminal cuenta con una mayor superficie.

5.8. Huawei – Medidas UMi e InH en 28 y 73 GHz

Ambas campañas de medidas se llevaron a cabo por parte de Huawei en Chengdu en China para las frecuencias de 28 y 73 GHz con un ancho de banda de 2 GHz [47].

Se trató de campañas centradas en medir las pérdidas de enlace a las frecuencias de trabajo, el impacto de la variación del ancho de banda en parámetros como la dispersión del retardo y en medidas de canal para elaborar a posteriori simulaciones mediante trazado de rayos.

5.8.1. Medidas UMi en 28 y 73 GHz

El escenario escogido para la campaña fue de tipo cañón urbano, donde el TX se mantuvo estático, mientras se fue modificando la posición del RX, tomando así 130 combinaciones de medidas en total correspondientes 80 a situaciones LoS y 50 a situaciones NLoS. Se emplearon antenas de bocina directivas de ganancia 25 dBi en RX y de 10 dBi en TX para ambas frecuencias.

5.8.2. Medidas InH en 28 y 73 GHz

La campaña de medidas se llevó a cabo por parte de Huawei para las frecuencias de 28 y 73 GHz, donde el lugar elegido una planta del edificio U5-1-del complejo Huawei en la ciudad de Chengdu en China [47]. Aquí se desarrollará en detalle la campaña correspondiente a 28 GHz, por lo anteriormente explicado.

El emplazamiento se trata de una oficina típica con obstáculos comunes como escritorios, sillas, puertas, muros de pladur, salas de reuniones, cubículos y plantas, cuya extensión era de 15 x 45 metros. La localización de los equipos se recoge en la **Figura 22**, donde se observa que se el TX se mantuvo estático mientras el RX se movió a lo largo de la planta emplazándolo en 50 posiciones diferentes, correspondiendo 20 a situaciones LoS y 30 a situaciones NLoS, con una distancia máxima entre ambos de 35 metros.

Técnicamente, se empleó un sondeador de canal de doble banda, basado en un analizador de redes, que provee una señal de frecuencia intermedia y muestrea la señal procedente del *downconverter*. El oscilador local provee una frecuencia de 14 GHz, que mediante un multiplicador permite alcanzar la frecuencia de trabajo. En cuanto a las antenas, se emplearon antenas de tipo bocina tanto en el TX como en el RX. Para el TX el ancho de haz fue de 55° y la ganancia de 10 dB, mientras para el RX el ancho de haz fue mucho más directivo, de 10°, y donde la ganancia fue de 25 dBi.

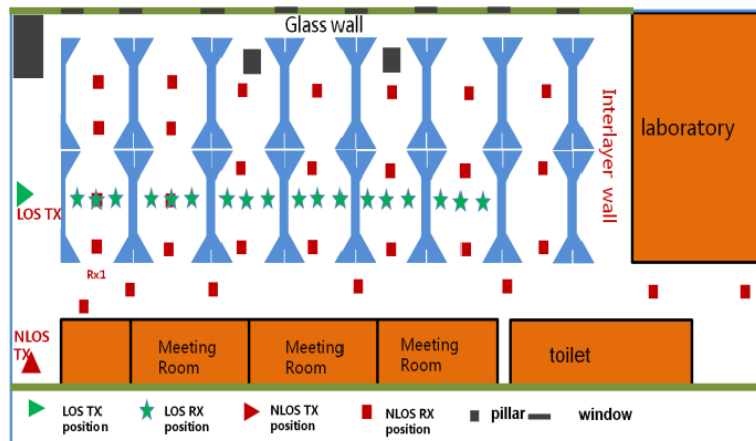


Figura 22. Distribución de equipos a lo largo la oficina de Huawei [47].

La campaña permitió la realización de simulaciones de canal mediante la teoría de trazado de rayos, utilizando los datos recogidos para la calibración de las simulaciones. Se modelaron características físicas del entorno geométrico y evaluando las características de propagación de las señales, como la potencia, el retardo, AoAs y AoDs, etc.

Además, se trataron dos aspectos importantes, uno crítico como es la penetración con medidas O2I en un entorno interior para materiales como el cristal y la madera, y otro como el análisis del impacto de la variación del ancho de banda en parámetros como la dispersión del retardo.

5.9. NTT DOCOMO– Medidas UMa en 8.45, 26.4 y 37.1 GHz, UMi en 26.4 GHz e InH en 19.85 GHz

5.9.1. Medidas UMa en 8.45, 26.4 y 37.1 GHz

La campaña se desarrolló en el campus de la Universidad de Niigata en Japón [47]. Para su implementación, se dispuso una estación base para cada frecuencia que se fue localizando en cada uno de los pisos de un bloque del campus y un receptor a bordo de un coche, con una antena específica para cada frecuencia de igual modo.

Se trató de una experimentación centrada en evaluar las pérdidas de penetración a estas frecuencias.

5.9.2. Medidas UMi en 26.4 GHz

Campaña de medidas realizada por DOCOMO en el ámbito del proyecto METIS [45], relacionado por el caso de uso TC2 planteado por este grupo y correspondiente a medidas en exterior para micro-células urbanas. El lugar elegido fue el centro de la ciudad de Tokio en concreto en Nihonbashi donde se dispusieron los emplazamientos TX y RX a diferentes alturas para cada combinación.

En este caso se trató de una campaña centrada en medir las pérdidas de enlaces a la frecuencia de trabajo, por lo que simultáneamente con el fin de verificar la validez de las medidas a 26.4 GHz, se midió a 2.2 y 4.7 GHz para confirmar las características recabadas.

5.9.3. Medidas InH en 19.85 GHz

La campaña se llevó a cabo en el centro de I+D de NTT DOCOMO en Yokosuka en Japón, para la frecuencia de 19.85 GHz [47].

En este caso las medidas recabadas fueron exclusivamente para un entorno LoS con un TX fijo emplazado a una altura de 2.6 metros simulando un punto de acceso de interior típico y un RX en movimiento a 1.5 metros, registrando una distancia entre ambos equipos de entre 3 y 25 metros. Tal y como se muestra en la **Figura 23** se realizaron dos rutas alrededor del TX entre los cubículos de la oficina. En cuanto a las antenas, ambas son la del TX es de tipo dipolo con ganancia de 2.4 dBi mientras la del RX es de tipo bocina de 19.1 dBi.

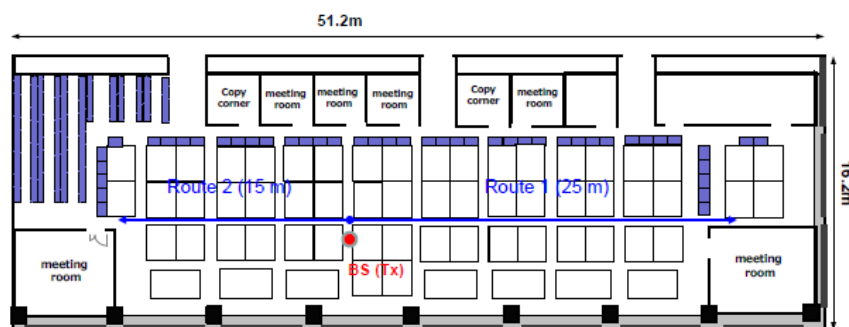


Figura 23. Escenario de medidas del centro de I+D de NTT DOCOMO [47].

Se trató de una campaña de medidas centrada en las pérdidas de propagación y la determinación de parámetros como la dispersión del retardo y angular. Entre los resultados principales, destaca la utilización del modelo de pérdidas CI donde el PLE determinado para este escenario fue de 1.81 para situaciones LoS.

5.10. Berlín HHI – Medidas UMi en 10.25, 28.5, 41.5 y 82.5 GHz

El instituto Franhofer Heinrich-Hertz ha llevado a cabo medidas multi-frecuencia en colaboración con Rohde&Schwarz en una calle comercial de Berlín con el objetivo de proveer una evaluación estadística de datos para el escenario de cañón urbano a las frecuencias de 10.25, 28.5, 41.5 y 82.5 GHz en el contexto del proyecto mmMagic [44]. Las medidas en las bandas se realizaron de forma simultánea lo que resultó útil a la hora de determinar la dependencia con la frecuencia de las características del canal. El RX se montó sobre un *trolley* y se movió a lo largo de la calle a una velocidad de 0.5 m/s manteniendo el TX fijo a unos 5 metros de altura en un punto de la calle.

5.11. Instituto de Tecnología de Tokio y NTT Docomo –Medidas UMa y UMi en 11 GHz

Las medidas fueron llevadas a cabo para macroceldas y microceldas en la ciudad Ishigaki perteneciente a Okinawa en Japón [49]. La frecuencia utilizada fue de 11 GHz y el ancho de banda fue de 400 MHz. Para las medidas se emplearon arrays uniformes de 12 elementos en las antenas de TX y RX. El RX se fijó como una estación base a diferentes niveles de altura entre 3 y 28 metros simulando las diferentes celdas, mientras el TX se dispuso en un vehículo móvil cuya velocidad durante las medidas fue de 10km/h.

Se trata de un estudio enfocado en las características de gran escala como las pérdidas de trayecto, el desvanecimiento, la cobertura de las celdas y la dispersión del retardo de transmisión, mediante la utilización de MIMO.

5.12. Universidad de Bristol – Medidas InH en 60 GHz

La campaña de medidas se llevó a cabo por la Universidad de Bristol a una frecuencia de 60 GHz para un entorno interior en el edificio propio en el Claustro de Ingeniería. Esta campaña se desarrolló en el ámbito del proyecto mmMagic [44]. Para las medidas se fijaron características como la utilización de una potencia de transmisión de 15 dBm y un ancho de banda de 2 GHz. Las antenas empleadas fueron de tipo bocina con ganancias de 25 dBi tanto en TX como RX, con una distancia aproximada entre ambos de 25 metros.

5.13. Universidad de Durham – Medidas InH y UMi en 30 y 60 GHz

La campaña de medidas se llevó a cabo en el campus de la Universidad de Durham en Reino Unido, en las bandas de 30 y 60 GHz [50]. Las medidas para ambas frecuencias se desarrollaron tanto en entornos interiores como exteriores.

Técnicamente las medidas para ambos entornos fueron idénticas, distinguiendo únicamente por frecuencias y donde a continuación se recogen algunos de los parámetros escogidos más relevantes. Se utilizó un ancho de banda programable de 2.2 y 4.4 GHz para 30 y 60 GHz respectivamente en la etapa IF. La frecuencia de repetición de la longitud de onda fue de 1.2 kHz, para permitir medidas Doppler.

En cuanto a las antenas, para la frecuencia de 60 GHz, se utilizaron antenas de alta ganancia en ambos equipos para medir las variaciones de la respuesta del canal en función del ángulo de llegada. La antena se fue rotando en pasos de 5° cubriendo un rango de 73° en azimut. En TX la ganancia fue de 18 dB, mientras que, para el RX de 36 dB, extremadamente alta por lo que se utilizó un atenuador de 20 dB en recepción, y donde la potencia de transmisión fue de 7 dBm. En el caso de 30 GHz, la potencia de transmisión fue de 16 dBm y las antenas empleadas fueron de polarización dual, con un ancho de haz de 35°, y contaron con una ganancia de 15 y 20 dB para el TX y RX respectivamente.

Descripción de los escenarios:

- **Interior:** se trata de una oficina típica con obstáculos comunes como escritorios, sillas, puertas, muros de pladur, salas de reuniones y plantas, donde el TX se dispuso de forma análoga a los puntos de acceso WiFi, próximo al techo a unos 2,35 metros, y el RX se dispuso sobre un *trolley* con alturas reguladas en función de la frecuencia de trabajo, siendo de 1,3 y 1,6 metros para 30 y 60 GHz respectivamente. La distancia entre ambos equipos fue de hasta 28 metros.
- **Exterior:** En este caso el TX se emplazó a 3 metros de altura simulando un entorno UMi en un ambiente urbano, mientras el RX se dispuso sobre un *trolley* con alturas reguladas en función de la frecuencia de trabajo, siendo de 1,3 y 1,6 metros para 30 y 60 GHz respectivamente. Las distancias entre TX y RX fueron de 28 metros para las medidas en interior y de 60 metros para exterior. La distancia entre ambos equipos fue de hasta 60 metros.

En ambos casos se analizaron los perfiles de potencia-retardo, para 60 GHz en función de la posición angular de llegada y para 30 GHz en función de la polarización de las antenas duales empleadas. A partir de este análisis se estimó la dispersión del retardo para aquellos que superaban la ratio SNR de 20 dB. Como consecuencia la función distribución del retado para las medidas en interior a 30 GHz para 50% y 95% fue de 2.5 y 28 ns, respectivamente.

5.14. Orange – Medidas O2I en 10.5 y 17.3 GHz

La campaña de medidas se llevó a cabo en Belfort en Francia en los laboratorios de Orange dentro del proyecto mmMAGIC [44], para un escenario de comunicación entre entornos exteriores e interiores (O2I).

El TX se ubicó en el exterior sobre una furgoneta estática, mientras el RX se encontraba dentro del edificio, del tipo oficina y donde se emplazó el equipo en 20 localizaciones diferentes, a una distancia entre 12 y 25 metros. Las antenas en ambos extremos para las dos frecuencias fueron omnidireccionales, salvo para 17 GHz que se realizó un segundo set de medidas con una antena directiva en el RX.

El objetivo principal era estimar la dependencia entre la frecuencia y las pérdidas de penetración, la dispersión del retardo y las variaciones de tiempo del canal.

5.15. CEA – Medidas InH en 82 GHz

La campaña de medidas se llevó a cabo en el CEA-Leti (Comisión para la Energía Atómica y Energías Alternativas) de Grenoble en Francia dentro del proyecto mmMAGIC [44], en un entorno interior para dos escenarios diferentes: una oficina clásica y una sala de conferencias. La frecuencia de trabajo fue de 82 GHz y se utilizó un ancho de banda de 1 GHz. Se emplearon antenas de tipo bocina direccionales en ambos extremos, siendo la ganancia de la del TX de 10 dBi y la del RX de 20 dBi.

El objetivo principal fue caracterizar el canal en un entorno interior, en términos de dispersión del retardo y angular, junto con una respuesta completa del canal, incluyendo las componentes multitrayecto.

5.16. Samsung & KAIST – Medidas UMa e InH en 28 GHz

En este caso se trató de campañas centradas en analizar tanto las pérdidas de enlace a la frecuencia de trabajo como en el análisis espacio-temporal del canal

5.16.1. Medidas UMa en 28 GHz

Se desarrollaron dos campañas paralelas en las ciudades de Daejeon y Pyeongchang en Corea del Sur, ambas conducidas por Samsung y el Instituto de Ciencia y Tecnología Avanzada de Corea (KAIST), en la frecuencia de 28 GHz [47]. En Daejeon, para un TX fijo y un RX cambiando de localización se midieron 47 combinaciones de medidas con un rango de distancias entre ambos de 43 a 209 metros. En Pyongyang, se emplearon 2 localizaciones del TX por 15 del RX, donde la distancia entre ambos osciló entre 55 y 207 metros. Tanto en los equipos de recepción como en los de transmisión se emplearon antenas directivas de ganancia 24.5 dBi.

5.16.2. Medidas InH en 28 GHz

La campaña de medidas se llevó a cabo en el campus del KAIST, concretamente en el claustro de uno de los edificios, para la frecuencia de 28 GHz [47].

Este espacio se encuentra en el centro del edificio y junto a él cuenta con escaleras y ascensores. Este patio interior es común para todas las plantas, lo que simula un centro comercial, donde se aprovechó esta característica para emplazar los equipos TX y RX en diferentes plantas. Dicha estructura se presenta en la **Figura 24**, donde se aprecia que el TX se montó en la planta 1 en dos posiciones diferentes y también en la planta 3. Por su parte el RX se fijó en 35 localizaciones diferentes siendo indistintamente en la misma planta del TX o en una diferente. De la totalidad de 35 ubicaciones, 9 fueron para situaciones LoS y 26 para NLoS, resultando así un total de 105 combinaciones con distancias TX-RX que oscilaron entre 10 y 55 metros. Para cada uno de los emplazamientos de RX se realizó un barrido angular total de 360° en acimut y para elevación entre -60° y 60° . Las antenas utilizadas fueron de tipo bocina en ambos extremos altamente directivas con un ancho de haz de 10° y una ganancia de 24.5 dBi. Se montaron sobre una plataforma rotacional que permitió cubrir los 360° en acimut. Se emplearon bloques *upconverter* y *downconverter* y la potencia de transmisión fue de 29 dBm con un ancho de banda de la señal de 500 MHz.

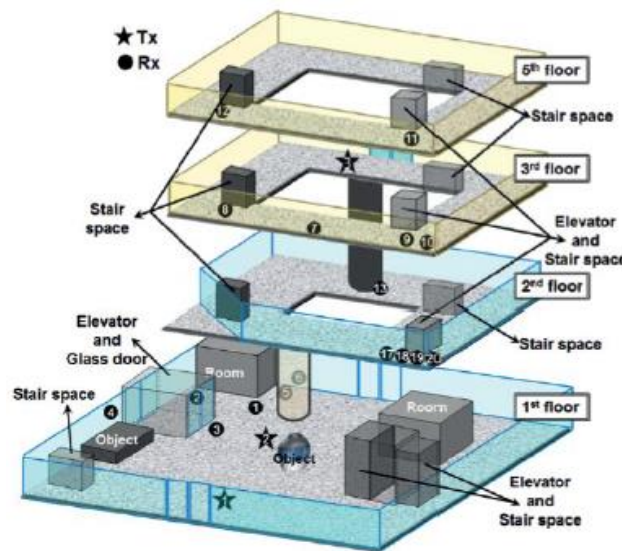


Figura 24. Distribución de equipos en el edificio del campus KAIST [47].

Se trató de una campaña de medidas centrada en las pérdidas de propagación y la determinación de parámetros como la dispersión del retardo y angular. Entre los resultados principales asociados a la propagación, destaca la utilización de los modelos de pérdidas CI y ABG para el análisis de las medidas y para su comparación, donde el PLE determinado para el CI para escenarios LoS y NLoS fue de 1.87 y 2.8, respectivamente,

mientras los parámetros α y β del modelo FI fueron de 1.73 y 63.15 para el caso LoS y de 1.53 y 80.53 para NLoS. Destacar de este estudio, que para LoS se ajustan ambos muy bien a las medidas mientras que para NLoS el CI muestra un mayor ajuste. En cuanto a los parámetros de canal, se realizó un análisis de clúster para situaciones NLoS, donde el número medio fue de 3.52, y además un análisis espacio temporal, donde se determinaron funciones densidad de probabilidad a partir del análisis de las distribuciones de clústeres medidas AoD y AoA y de los retardos de las componentes multitrayecto.

5.17. Universidad L'Aquila – Medidas InH en 60 GHz

La campaña de medidas se llevó a cabo en el edificio de la Universidad de L'Aquila, en Italia para un entorno interior en una oficina clásica en condiciones NLoS y LoS [51]. Las bandas de frecuencias donde se desarrollaron las medidas fueron en 54-59 GHz y en 61-66 GHz, y se emplearon para ello un TX que se mantuvo en una posición fija durante las medidas y un RX que se desplazó por la oficina en pasos de 0.5 y 1 metro, hasta una distancia máxima de 10 metros entre ambos equipos. Las antenas en ambos equipos fueron tanto omnidireccionales de ganancia 2 dBi como bocinas direccionales de 15 y 25 dBi, posibilitando así la medida de diferentes combinaciones.

El objetivo principal fue recabar mediciones que permitieran ajustar un modelo de propagación derivado del de espacio libre conforme las medidas dependientes tanto de la distancia como de la frecuencia, extendiendo así los únicamente dependientes de la distancia.

5.18. China Mobile y Universidad de telecomunicación de Beijing (BUPT) – Medidas InH en 14, 20, 23, 26 y 28 GHz

La campaña de medidas se llevó a cabo en las oficinas del operador China Mobile en la ciudad de Beijing de China, para un entorno interior en una oficina clásica con cubículos, para las frecuencias de 14, 20, 23, 26 y 28 GHz [47].

El emplazamiento se trata de una oficina típica con obstáculos comunes como escritorios, sillas, puertas, pilares, salas de reuniones y cubículos. La localización de los equipos se recoge en la **Figura 25**. Cabe destacar que para la frecuencia de 28 GHz se realizaron dos tipos de campañas en este mismo lugar, siendo una de ellas para un caso omnidireccional, con antenas de ese tipo en ambos extremos, mientras el otro caso fue directivo, y donde se mantuvo la antena omnidireccional en el TX mientras en el RX se optó por una de tipo bocina.

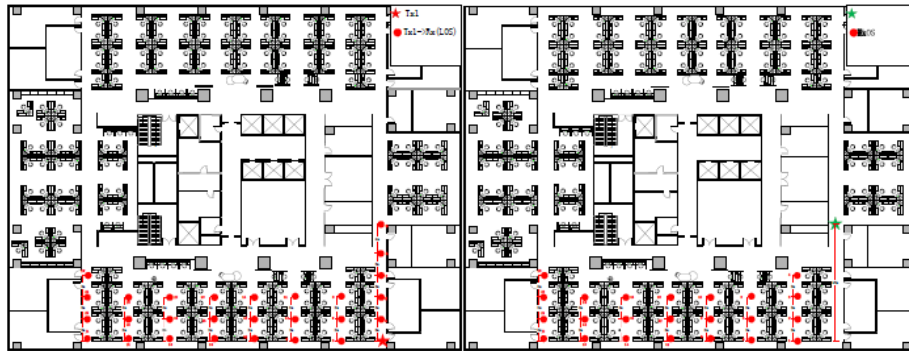


Figura 25. Distribución de equipos a lo largo de la oficina [47].

Técnicamente, se utilizó un generador de señal vectorial como transmisor con rangos de frecuencia entre 100 kHz y 40 GHz y potencia de transmisión hasta 30 dBm. En el receptor se empleó un analizado de señal y espectro, para un ancho de banda de 250 MHz para el caso omnidireccional y de 1 GHz para el direccional. En estas campañas, como ya se ha citado, se emplearon antenas de tipo dipolo omnidireccional con una ganancia entre 2 y 5 dBi y de tipo bocina con ganancia de 14.1 dBi.

El objetivo de la campaña omnidireccional fue determinar las pérdidas de enlace y parámetros como la dispersión del retardo y angular, a las diferentes frecuencias y para los diferentes canales. Entre los resultados principales, destaca la utilización del modelo de pérdidas ABG donde los valores determinados de los parámetros α , β y γ fueron de 1.78, 34.1 y 1.89 para el caso LoS y de 3.67, 16.68 y 2.03 para NLoS. Además, se midió el valor RMS de la dispersión del retardo, siendo esta de 34 ns y 33 ns, respectivamente para LoS y NLoS. Por su parte la campaña direccional, se focalizó en la dispersión angular donde los resultados obtenidos fueron de una media 16.7° para situaciones LoS y de 24.8° para las NLoS.

Para el resto de frecuencias cabe puntualizar que la campaña fue directiva con antenas de tipo dipolo omnidireccional en el TX y de tipo bocina direccional en el RX. En este caso los resultados obtenidos tuvieron que ver con un análisis de la dispersión angular, donde la dispersión media fue para la frecuencia de 20 GHz de 16.76° para LoS y de 22.63° para NLoS, mientras que para 23 GHz fue de 14.74° para LoS y de 36.21° para NLoS. En ambos casos resultan similares a los presentados para 28 GHz, por lo que no presenta una gran variación, siendo la más notable la dispersión angular sufrida para NLoS en 23 GHz, ya que es bastante elevada.

5.19. Nokia – Medidas de pérdidas por bloqueo en 28, 39 y 73 GHz

Campaña de medidas enfocada en la determinación de las pérdidas por penetración experimentadas en diferentes bandas de frecuencias como son 28, 39 y 73

GHz [47]. Para ello, se emplearon un TX y RX equipados con antenas de tipo bocina de 20 dBi de ganancia y se interpusieron diferentes materiales comunes en las viviendas entre TX y RX, con una distancia entre ellos de 0.17, 0.23 y 0.41 metros respectivamente para las frecuencias de 28, 39 y 73 GHz.

Entre los resultados más destacados para las tres frecuencias figuran las ventanas de doble cristal con pérdidas entre 3 y 8 dB, el muro de ladrillo entre 18 y 42 dB y el bloque de hormigón entre 40 y 52 dB.

5.20. Conclusiones

A modo de conclusión, se presenta la **Tabla 2** como resumen y donde se recogen los aspectos principales y más destacados de cada una de las campañas descritas anteriormente, clasificadas en función de las frecuencias de trabajo.

Se puede observar como la mayoría de experimentaciones coinciden con las bandas propuestas para estudio por la UIT, que eran las de 24.25-27.5 GHz, 31.8-33.4 GHz, 37-43.5 GHz, 45.5-52.6 GHz, 66-76 GHz y 81-86 GHz.

Las más empleadas son las de 28, 38 y 60 GHz, tanto para experimentaciones relacionadas con la propagación como con medidas de canal.

Tabla 2. Catálogo de experimentaciones publicadas

Frecuencia (GHz)	Escenario	Organismo	Medidas propagación	Medidas multitrayecto	Referencias
10	UMa	Universidad de Aalborg	X		[41] [42]
	UMi	Berlín HHI	X		[44]
14	InH	BUPT	X	X	[47]
15	UMa	Ericsson	X		[47]
18	UMa	Universidad de Aalborg	X		[41] [42]
19.85	InH	NTT DOCOMO	X	X	[47]
20	InH	BUPT	X	X	[47]
23	InH	BUPT	X	X	[47]
26	InH	BUPT	X	X	[47]
26.4	UMa	NTT DOCOMO	X		[47]
	UMi	NTT DOCOMO	X		[47]
28	UMa	NYU	X	X	[34] [37]
		Universidad de Aalborg	X		[41] [42]
		Ericsson	X		[48]
		ETRI Corea		X	[47]
		Samsung & KAIST	X		[47]
	UMi	NYU	X	X	[34] [37]
		Universidad Aalto	X	X	[44]
		Berlín HHI	X		[44]
		Nokia	X		[47]
		Huawei	X		[47]
	InH	NYU	X	X	[40]
		Universidad Aalto	X	X	[44]
		ETRI Corea	X	X	[47]
		Samsung & KAIST	X	X	[47]

		Huawei	X		[47]
		BUPT	X	X	[47]
29	UMi	Qualcomm	X		[43]
	InH	Qualcomm	X		[43]
30	UMi	Universidad de Durham	X	X	[50]
	InH	Universidad de Durham	X	X	[50]
37.1	UMa	NTT DOCOMO	X		[47]
38	UMa	Universidad de Austin	X		[35]
		ETRI Corea		X	[47]
	InH	ETRI Corea	X	X	[47]
41.5	UMi	Berlín HHI	X		[44]
58.6	InH	Ericsson	X		[45]
60	UMa	Universidad de Austin	X	X	[36]
	UMi	Universidad de Durham	X	X	[50]
	InH	Universidad de Bristol	X	X	[44]
		Universidad de Durham	X	X	[50]
		Universidad L'Aquila	X		[51]
61	UMi	Qualcomm	X		[43]
	InH	Qualcomm	X		[43]
63	UMi	Universidad Aalto	X	X	[45]
	InH	Universidad Aalto	X	X	[45]
73	UMa	NYU	X	X	[38] [39]
	UMi	NYU	X	X	[38] [39]
		Huawei	X		[47]
	InH	NYU	X	X	[40]
		Huawei	X		[47]
82	InH	CEA		X	[44]
82.5	UMi	Berlín HHI	X		[44]
83.5	UMi	Universidad Aalto	X		[46]

6. Modelos de propagación y de canal

Los modelos de propagación y de canal 5G son necesarios para la evaluación y comparación del rendimiento de las diferentes propuestas tecnológicas y para la valoración del rendimiento global de los sistemas 5G previstos.

En este capítulo se van a presentar y analizar las alternativas existentes en cuanto a modelos de propagación y de canal. Debido a que actualmente se trata aún de una etapa previa de análisis en el desarrollo de la 5G, no existe unanimidad en la utilización de estos modelos y menos aún se dispone de estándares. Por ello, para recopilar las alternativas más utilizadas es útil revisar las experimentaciones llevadas a cabo por organismos público-privados, y establecer así un punto de partida.

Dentro de los modelos de propagación se van a presentar los modelos recomendados por la UIT para bandas de frecuencias milimétricas junto con los procedentes de la experimentación y mayormente utilizados. En cuanto a los modelos de canal, se van a fijar las líneas que el nuevo modelo de canal 5G debe de cumplir y se analizarán tanto los modelos estocásticos como los basados en mapas, desde los aplicados a generaciones anteriores como las nuevas propuestas.

6.1. Modelos de propagación.

En redes de comunicaciones inalámbricas, la estimación a gran escala de las pérdidas de propagación resulta clave en el modelado de los sistemas de comunicación en función de la distancia y la frecuencia. Existen diferentes tipos de modelos de acuerdo a su elaboración como son determinísticos, estocásticos o empíricos, donde estos últimos proveen un conocimiento basados en la experimentación de las características del canal. A la hora de seleccionar modelos, aquellos con menor número de parámetros y que ofrecen un conocimiento intuitivo, son preferidos en lugar de los más complejos. Para realizar análisis y simulaciones futuras a nivel de enlace y de sistema en las nuevas bandas, es crítico conocer que un modelo puede ser utilizado en un nuevo escenario, con entornos, distancias y frecuencias diferentes, mostrando estabilidad, precisión y utilidad más allá de las medidas en campo tomadas y a partir de las cuales se desarrolla.

Los modelos de pérdidas simulados y generados a partir de medidas experimentales, siguen típicamente dos patrones:

- En primer lugar, aquellos que cuentan con un punto de referencia basado en la física de la potencia recibida cerca de la antena, como por ejemplo el modelo denominado *“close-in free space reference distance path loss model”* (CI) [40].

- En segundo lugar, aquellos que se ajustan de forma matemática de acuerdo a las medidas experimentales, sin la utilización de ningún punto de referencia, como por ejemplo el modelo denominado “*floating intercept*” (FI) [52].

A continuación, se procede a presentar tanto los modelos de propagación disponibles de la UIT para frecuencias milimétricas, así como otros modelos publicados que resultan interesantes desde el punto de vista práctico y que se están empleando de forma recurrente en el procesamiento de las campañas de medidas.

6.1.1. Modelos de propagación recomendados por la UIT

Rec. UIT-R P.1411-8

Se trata de una Recomendación de la UIT [53] que proporciona directrices sobre el modelado de la propagación de corto alcance en exteriores en la gama de frecuencias comprendida entre 300 MHz y 100 GHz. Facilita además información sobre modelos de pérdida de trayecto para entornos con visibilidad directa (LoS) y sin visibilidad directa (NLoS), pérdidas de penetración en edificios, modelos multitrayecto para la propagación entre calles y por encima de los tejados, así como características de polarización y de desvanecimiento.

Esta Recomendación se basa en la definición de distintas categorías de trayectos en función del nivel de la ubicación de las estaciones base y en la identificación de tipos de entorno, según la densidad, las estructuras y las alturas de las construcciones. En cuanto al tipo de trayecto se refiere, son tres niveles los considerados para la localización de las estaciones base: por encima de los tejados, por debajo de los tejados y por encima del nivel de la cabeza y por último, al mismo nivel o por debajo del nivel de la cabeza. Esto deriva en seis tipos de enlaces ya que pueden ser LoS o NLoS. Además, se distinguen cinco tipos de entorno con su consiguiente influencia en la propagación. Por ello, acorde a la combinación de ambos factores y sus diferentes casos, aparecen definidos una serie de modelos de propagación. Sin embargo, actualmente se encuentran limitados ya que alcanzan frecuencias, mayormente, de hasta los 5-6 GHz, con la excepción del modelo para cañones urbanos que se extiende hasta los 16 GHz. Aun así, se encuentran aún lejos de las bandas de interés dentro de las ondas milimétricas y será necesario esperar a ver si futuras versiones de la Recomendación incluyen modelos para frecuencias más altas. Los modelos de cañón urbano propuestos por la Recomendación se recogen a continuación.

- **Pérdidas de trayecto para situaciones LoS y frecuencias superiores a 10 GHz.** Para este escenario las pérdidas de trayecto con antenas direccionales, cuando los ejes de puntería de las antenas están alineados vienen dadas por la ecuación (1).

$$\begin{aligned}
 L_{LoS}(f, d)[\text{dB}] \\
 = L_0(f, d_0)[\text{dB}] + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \\
 + L_{\text{gas}}[\text{dB}] + L_{\text{lluvia}}[\text{dB}]
 \end{aligned} \quad (1)$$

Donde n es el exponente de pérdidas en el trayecto, d es la distancia entre TX y RX, L_0 es la expresión de espacio libre para una distancia de referencia d_0 . Por su parte, L_{gas} y L_{lluvia} son las atenuaciones debidas a los gases atmosféricos y a la lluvia que pueden calcularse a partir de la Recomendación UIT-R P.676 y la Recomendación UIT-R P.530, respectivamente. La Recomendación proporciona valores del exponente n de pérdidas de trayecto para algunas frecuencias como por ejemplo 28 y 60 GHz siendo su valor de 2.21 y 1.9 respectivamente.

- **Pérdidas de trayecto para situaciones NLoS y frecuencias entre 2 y 16 GHz.** En este caso la Recomendación provee un modelo de pérdidas para escenarios del tipo cañón urbano, que fue desarrollado en base a medidas en el rango de frecuencias de 2 a 16 GHz, y que ha sido utilizado en varias aplicaciones como un estándar. La ecuación del modelo es la siguiente:

$$L_{NLoS}(f, d)[\text{dB}] = L_{LoS}(f, d)[\text{dB}] + L_c[\text{dB}] + L_{att}[\text{dB}] \quad (2)$$

Donde L_{LoS} son las pérdidas de trayecto para el caso LoS, L_c son las pérdidas en esquina y L_{att} son las pérdidas de la región NLoS, siendo las expresiones a su vez de las pérdidas en esquina (3) y de la región NLoS (4) las siguientes:

$$\begin{aligned}
 L_c[\text{dB}] \\
 = \begin{cases} \frac{L_{\text{corner}} \cdot \log_{10} \left(x_2 - \frac{w_1}{2} \right)}{\log_{10}(1 - d_{\text{corner}})}, & \frac{w_1}{2} + 1 < x_2 \leq \frac{w_1}{2} + 1 + d_{\text{corner}} \\ L_{\text{corner}}, & x_2 > \frac{w_1}{2} + 1 + d_{\text{corner}} \end{cases} \quad (3)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 L_{att}[\text{dB}] \\
 = \begin{cases} 10 \cdot \beta \cdot \log_{10} \left(\frac{x_1 + x_2}{x_1 + \frac{w_1}{2} + d_{\text{corner}}} \right), & x_2 > \frac{w_1}{2} + 1 + d_{\text{corner}} \\ 0, & \text{Otros} \end{cases} \quad (4)
 \end{aligned}$$

Donde para L_{corner} , d_{corner} y β se sugieren por el modelo los valores 20 dB, 30 metros y 6, respectivamente, para un entorno urbano.

Rec. UIT-R P.1238-8

En esta Recomendación [54] se proporciona orientación sobre la propagación en interiores en la gama de frecuencias de 300 MHz a 100 GHz, y se brinda información sobre los modelos de pérdida de trayecto, los modelos de dispersión del retardo, los efectos del diagrama de radiación de antena y de la polarización, los efectos de la ubicación del transmisor y el receptor, los efectos de los materiales de construcción, los acabados y el mobiliario, los efectos del movimiento de los objetos en la sala y el modelo estadístico en caso de utilización estática. En el caso de los sistemas radioeléctricos de interiores, la predicción de la propagación difiere en cierta medida de la que se efectúa en relación con los sistemas de exteriores, ya que en interiores la cobertura depende notablemente de la geometría de los edificios, cuyos límites afectan además a la propagación

Las degradaciones de la propagación en un canal radioeléctrico en interiores se deben principalmente a la reflexión de los objetos (incluidas paredes y suelos) y la difracción en torno a éstos dentro de las salas y el movimiento de personas y objetos en la sala, lo que puede incluir uno o ambos extremos del enlace radioeléctrico y producir degradaciones tales como la pérdida del trayecto, no sólo la pérdida en el espacio libre sino también la pérdida adicional debida a los obstáculos y la transmisión a través de materiales de construcción, y la variación temporal y espacial de la pérdida del trayecto.

Para establecer una clasificación de modelos se recurre a la información que se disponga del entorno, ya que la cobertura depende notablemente de la geometría de los edificios, cuyos límites afectan además a la propagación. Teniendo esto presente se definen dentro de la Recomendación los siguientes modelos:

- **Modelo básico general.** No diferencia en cuanto al lugar de instalación y por tanto requiere de poca información sobre el trayecto o el entorno. Su expresión es la que se muestra es (5).

$$L_{total}(f, d)[dB] = L_0(f, d_0)[dB] + n \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + L_f(n) \quad (5)$$

Donde n es el coeficiente de pérdidas en el trayecto, d es la distancia entre TX y RX, L_0 es la expresión de espacio libre para una distancia de referencia d_0 y L_f es el factor de pérdida debida a la penetración en el suelo. Para el coeficiente n el modelo facilita valores para diferentes escenarios al igual que para factor de pérdidas, aunque para este último solo se ofrecen datos hasta 6 GHz.

- **Modelos específicos.** Para estimar la pérdida de trayecto o la intensidad de campo, también conviene utilizar modelos específicos en cuanto al lugar de instalación. Para este cometido resultan útiles modelos para predecir la intensidad de campo en interiores basados en la teoría uniforme de la difracción y técnicas de trazado

de rayos. Para calcular la intensidad de campo en interiores se necesita información detallada sobre la estructura del edificio. Sin embargo, en esta Recomendación no se proporciona ninguna línea concreta a seguir para el caso de las frecuencias milimétricas y de entornos específicos.

6.1.2. Modelos de propagación experimentales

Actualmente son cuatro los tipos de modelos de propagación más empleados en el análisis de las medidas recabadas en las experimentaciones para frecuencias milimétricas por parte de la comunidad científica. Todos ellos siguen el marco presentado anteriormente tomando como base los modelos CI y FI. Se presentan por tanto a continuación los diferentes modelos junto con sus expresiones.

Modelo *Floating intercept* (FI)

El modelo FI [55] se utilizó en el desarrollo de los modelos de canal WINNER II y 3GPP [52]. Se trata de un modelo sin referencia física que simplemente busca la línea que mejor se ajusta a los datos medidos utilizando un método de regresión por mínimos cuadrados. Este modelo cuenta con dos parámetros y su expresión es la siguiente:

$$PL^{FI}(d)[dB] = 10 \cdot \alpha \cdot \log_{10}(d) + \beta + X_{\sigma}^{FI} \quad (6)$$

Donde:

d : distancia entre TX y RX

α : es un coeficiente característico de dependencia entre la pérdida de propagación y la distancia

β : es la intersección flotante en dB

X_{σ} es el desvanecimiento por sombra en dB

Modelo *Close-in free space reference* (CI)

El modelo CI [55] se trata de un modelo sencillo que únicamente necesita un parámetro para describir las pérdidas de trayecto sobre todas las frecuencias y distancias. Se basa en principios físicos fundamentales como el establecimiento de un punto de referencia y puede ser empleado en enlaces con o sin visión directa. Resulta fácil de implementar respecto a los modelos actuales 3GPP por medio de una sutil modificación, consistente en reemplazar la constante flotante por una constante dependiente de la frecuencia que representa las pérdidas en espacio libre en el primer metro.

Como se muestra en [56] la diferencia más relevante en las pérdidas de propagación en las frecuencias milimétricas ocurre en los primeros metros de

propagación cerca del TX, por lo que motiva el uso de una distancia de referencia d_0 . La utilización de esta distancia de referencia, con un valor estándar propuesto para las frecuencias milimétricas de 1 metro, demostrado en [55] [57], permite una comparación más sencilla de diferentes campañas de medidas llevadas a cabo por distintos investigadores en condiciones, frecuencias y para casos de uso diferentes. Esto proporciona una excelente estabilidad y precisión en los escenarios UMi, UMa e InH. Su expresión es la siguiente:

$$PL^{CI}(f, d)[dB] = FSPL(f, 1 m)[dB] + 10 \cdot n \cdot \log_{10}(d) + X_{\sigma}^{CI} \quad (7)$$

Donde:

n : es el PLE que describe la atenuación de una señal que se propaga por el canal.

d : es la distancia entre TX y RX.

X_{σ} : es el desvanecimiento por sombra en dB.

$FSPL$: es la expresión de espacio libre para una $d = 1 m$

$$FSPL(f, 1 m)[dB] = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot f}{c}\right) \quad (8)$$

Debido al término de espacio libre, el modelo cuenta con una dependencia intrínseca con la frecuencia. Las pérdidas en el primer metro son capturadas por el término de espacio libre y se trata así de forma separada del PLE, que caracteriza las pérdidas más allá de 1 m.

Para la aplicación de este modelo en el análisis de las medidas obtenidas de las campañas llevadas a cabo, la expresión general (8) se puede reescribir de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} X_{\sigma}^{CI} &= PL^{CI}(f, d)[dB] - FSPL(f, 1 m)[dB] - 10 \cdot n \cdot \log_{10}(d) \quad (9) \\ &= A - n \cdot B \end{aligned}$$

Siendo $A[dB] = PL^{CI}(f, d)[dB] - FSPL(f, 1 m)[dB]$ y $B = 10 \cdot \log_{10}(d)$. En cuanto a la desviación estándar de la variable aleatoria X_{σ}^{CI} es:

$$\sigma^{CI} = \sqrt{\sum \frac{X_{\sigma}^{CI^2}}{M}} = \sqrt{\sum \frac{(A - n \cdot B)^2}{M}} \quad (10)$$

Donde M se corresponde con el número total de puntos de medidas. Con el fin de minimizar la variable aleatoria por desvanecimiento por sombra X_{σ}^{CI} usando MMSE, la derivada del término $\sum (A - n \cdot B)^2$ respecto de n debe ser cero, por lo que se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \sum (A - n \cdot B)^2}{\partial n} &= \sum 2 \cdot B \cdot (n \cdot B - A) \\ &= 2 \cdot (n \cdot \sum B^2 - \sum B \cdot A) = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

Despejando n de la ecuación (11) se obtiene:

$$n = \frac{\sum B \cdot A}{\sum B^2} \quad (12)$$

Y consecuentemente, la mínima desviación estándar para el modelo CI será:

$$\sigma^{CI} = \sqrt{\sum \frac{(A - \frac{\sum B \cdot A}{\sum B^2} \cdot B)^2}{M}} \quad (13)$$

Para la programación MATLAB y determinación del exponente de pérdidas de cada campaña de medidas, así como de la desviación estándar del desvanecimiento por sombra, se propone una adecuación de los parámetros para su posterior parametrización en código. En el caso de las variables auxiliares A y B se tratará de vectores ya que resultan respectivamente, en el caso de A de la resta del valor de pérdidas registrado en el radioenlace y un término variable en función de la frecuencia utilizada en la medida, mientras en el caso de B se trata de un valor variable en función de la distancia escogida entre TX-RX. Por su parte tanto n como σ^{CI} resultan matrices, cuyas expresiones pueden ser planteadas como:

$$n = A^T \cdot (B^T \cdot B)^{-1} \cdot B \quad (14)$$

$$\sigma^{CI} = \sqrt{\sum \frac{(A - (A^T \cdot (B^T \cdot B)^{-1} \cdot B) \cdot B)^2}{M}} \quad (15)$$

Modelo Alpha-Beta-Gamma (ABG)

El modelo ABG [55], adoptado por el 3GPP, se trata de una evolución del modelo FI que extiende el concepto de este para múltiples frecuencias, mediante la incorporación de un nuevo parámetro γ a los α y β ya definidos por en FI.

Este modelo subestima las pérdidas de propagación en lugares relativamente cercanos al TX, con implicaciones en dispositivos IoT de baja potencia, y sobreestima las pérdidas de propagación en posiciones lejanas al TX, con implicaciones en frecuencias milimétricas, ya que estima señales más débiles que deberían alcanzar distancias mayores.

$$\begin{aligned} PL^{ABG}(f, d)[dB] \\ = 10 \cdot \alpha \cdot \log_{10}(d) + \beta + 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10}(f) \\ + X_{\sigma}^{ABG} \end{aligned} \quad (16)$$

Donde:

d : distancia entre TX y RX

α : es un coeficiente característico de dependencia entre la pérdida de propagación y la distancia

β : es la intersección flotante en dB

X_{σ} es el desvanecimiento por sombra en dB

γ : es un coeficiente característico de dependencia entre la pérdida de propagación y la frecuencia

Para la aplicación de este modelo en el análisis de las medidas obtenidas de las campañas llevadas a cabo, la expresión general se puede reescribir de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} PL^{ABG}(f, d)[dB] \\ = 10 \cdot \alpha \cdot \log_{10}(d) + \beta + 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10}(f) \\ + X_{\sigma}^{ABG} \end{aligned} \quad (17)$$

Donde PL^{ABG} es la pérdida de trayecto en dB como función de la distancia d entre TX y RX, α es un coeficiente característico de dependencia entre la pérdida de propagación y la distancia, β es la intersección flotante en dB, γ es un coeficiente característico de dependencia entre la pérdida de propagación y la frecuencia y X_{σ} es el desvanecimiento por sombra.

Esta expresión general (17) se puede reescribir de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} X_{\sigma}^{ABG} = PL^{ABG}(f, d)[dB] - 10 \cdot \alpha \cdot \log_{10}(d) - \beta \\ - 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10}(f) = A - \alpha \cdot B - \beta - \gamma \cdot C \end{aligned} \quad (18)$$

Siendo $A[dB] = PL^{ABG}(f, d)[dB]$, $B = 10 \cdot \log_{10}(d)$ y $C = 10 \cdot \log_{10}(f)$ En cuanto a la desviación estándar de la variable aleatoria X_{σ}^{ABG} es:

$$\sigma^{ABG} = \sqrt{\sum \frac{X_{\sigma}^{ABG^2}}{M}} = \sqrt{\sum \frac{(A - \alpha \cdot B - \beta - \gamma \cdot C)^2}{M}} \quad (19)$$

Donde M se corresponde con el número total de puntos de medidas. Con el fin de minimizar la variable aleatoria por desvanecimiento por sombra X_{σ}^{CI} usando

MMSE, la derivada del término $\sum(A - \alpha \cdot B - \beta - \gamma \cdot C)^2$ respecto de los tres parámetros α , β y γ debe ser cero, por lo que se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \sum(A - \alpha \cdot B - \beta - \gamma \cdot C)^2}{\partial \alpha} \\ = \alpha \sum B^2 + \beta \sum B + \gamma \sum B \cdot C \\ - \sum B \cdot A = 0 \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \sum(A - \alpha \cdot B - \beta - \gamma \cdot C)^2}{\partial \alpha} \\ = \alpha \sum B + \beta \cdot M + \gamma \sum C - \sum A = 0 \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \sum(A - \alpha \cdot B - \beta - \gamma \cdot C)^2}{\partial \alpha} \\ = \alpha \sum B \cdot C + \beta \sum C + \gamma \sum C^2 \\ - \sum C \cdot A = 0 \end{aligned} \quad (22)$$

Expresando las ecuaciones (20), (21) y (22) en forma matricial:

$$\begin{pmatrix} \sum B^2 & \sum B & \sum B \cdot C \\ \sum B & M & \sum C \\ \sum B \cdot C & \sum C & \sum C^2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum B \cdot A \\ \sum A \\ \sum C \cdot A \end{pmatrix} \quad (23)$$

Siendo $X = \begin{pmatrix} \sum B^2 & \sum B & \sum B \cdot C \\ \sum B & M & \sum C \\ \sum B \cdot C & \sum C & \sum C^2 \end{pmatrix}$, $Y = \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{pmatrix}$ y $Z = \begin{pmatrix} \sum B \cdot A \\ \sum A \\ \sum C \cdot A \end{pmatrix}$, se puede expresar

la solución de la siguiente forma:

$$Y = (X^T \cdot X)^{-1} \cdot X^T \cdot Z \quad (24)$$

Y consecuentemente, la mínima desviación estándar para el modelo CI será:

$$\sigma^{ABG} = \sqrt{\sum \frac{(A - Y(0) \cdot B - Y(1) - Y(2) \cdot C)^2}{M}} \quad (25)$$

Modelo *Close-in free space reference frequency dependant* (CIF)

El modelo CIF [55] tiene como objetivo extender el modelo CI mediante la introducción de un término dependiente de la frecuencia, que permite su aplicación a múltiples frecuencias. Su expresión es la siguiente:

$$\begin{aligned} \text{PL}^{\text{CIF}}(f, d)[\text{dB}] &= \text{FSPL}(f, 1 \text{ m})[\text{dB}] \\ &+ 10 \cdot n \cdot \left(1 + b \cdot \left(\frac{f - f_0}{f_0}\right)\right) \cdot \log_{10}(d) + X_{\sigma}^{\text{CI}} \end{aligned} \quad (26)$$

Donde:

n : es el PLE que describe la atenuación de una señal que se propaga por el canal

b : es el parámetro que muestra la dependencia entre las pérdidas y las frecuencias consideradas en el modelo

f_0 : es la frecuencia de referencia usada en las medidas calculada. Los modelos CIF y CI resultan idénticos cuando f_0 es igual a la frecuencia de trabajo.

De acuerdo al trabajo desarrollado actualmente en la comunidad y el estudio de estos modelos junto con las medidas de campo disponibles, se recogen algunas de las principales conclusiones actuales referentes al uso de estos modelos experimentales.

- Los modelos CI y CIF resultan superiores a los modelos FI y ABG [43] tanto en estabilidad como en precisión cuando se emplea el modelo para predecir las pérdidas a distancias y frecuencias diferentes de las empleadas para determinar los parámetros del modelo a partir de los datos recopilados en las campañas de medidas. Por lo tanto para escenarios desconocidos y diferentes los modelos punto de referenciados resultan más robustos y fiables en comparación con los de ajuste matemático. Además, los modelos CI y CIF resultan más simples que sus respectivos FI y ABG, ya que emplean un menor número de parámetros.
- Dentro de los modelos punto de referenciados, se ha comprobado mediante análisis multi-frecuencia [43] como el modelo CI se muestra más adecuado para entornos exteriores debido a su precisión, simplicidad y a un mejor rendimiento debido al hecho de que las simulaciones muestran poca dependencia con la frecuencia en entornos exteriores más allá del primer metro de propagación, quedando recogida la dependencia con la frecuencia por debajo de la distancia d_0 de referencia en el término relativo al espacio libre del modelo. Por el contrario, el modelo CIF resulta más adecuado para entornos interiores, donde si que resulta relevante la dependencia con la frecuencia más allá de la distancia de referencia.

- Por último merece la pena destacar que los modelos CI y CIF resultan similares a los modelos 3GPP existentes (FI y ABG), si simplemente se sustituye la constante β de los modelos 3GPP por el término de pérdidas en espacio libre en función de la frecuencia y para 1 m de distancia de los modelos punto de referenciados.

6.2. Modelos de canal

Los modelos de canal actuales ampliamente aceptados como el Modelo Espacial de Canal (SCM) 3GPP/3GPP2 [68], los WINNER [69], el ITU-R IMT-Advanced [70], el 3GPP 3D-UMi y el 3D-UMa [71] y el IEEE 802.11ad [30], no resultan ser adecuados para 5G ya que no se ajustan a los requerimientos y necesidades que se plantean, como se observa en la **Tabla 4**, debido a que por ejemplo los modelos de canal SCM, WINNER e IMT-Advanced fueron diseñados para frecuencias de hasta 6 GHz y otros como el IEEE 802.11ad se centran únicamente en 60 GHz, donde hay unas características de propagación muy particulares, por lo que se prevé necesario el desarrollo de nuevos modelos que integren los nuevos requisitos.

Los requerimientos del nuevo modelo de canal que soportará la 5G a lo largo de bandas de frecuencias hasta 100 GHz se resumen a continuación, donde el nuevo modelo de canal:

- Debe preferiblemente estar basado en el modelo de canal 3GPP-3D existente [71], implementado a partir de esta base las extensiones necesarias para modelar los requerimientos y escenarios 5G, como por ejemplo:
 - Los arrays de antenas, especialmente en bandas de frecuencias milimétricas, serán probablemente 2D y con doble polarización en ambos extremos tanto en el transmisor como en el receptor, por lo que será necesario un modelado de los ángulos acimut y elevación de las componentes multirrayecto de llegada y salida adecuado.
 - Los elementos individuales de antena tendrán patrones de radiación en acimut y elevación y pueden requerir un modelado aparte para ganancias directivas. Además, las propiedades de polarización de las componentes multirrayecto necesitan ser explicadas de manera precisa dentro del modelo.
- Debe abarcar un amplio rango de frecuencias entre 1 y 100 GHz. Para ello las características de propagación necesitan ser evaluadas para diferentes bandas dentro de este rango, con vistas a una operación multi-banda. Además, el ancho de banda de canal que debe soportar será amplio entre 15 kHz y 4.5 GHz
- Debe soportar diferentes rangos de grandes arrays de antenas, en particular:
 - Algunos arrays tendrán alta directividad con una resolución angular del canal hasta 1°.

- La 5G contará con diferentes tipos de arrays como por ejemplo lineales, cilíndricos, planos o esféricos, con polarizaciones arbitrarias.
- Debe contemplar la movilidad, en particular la estructura del modelo de canal debe ser adecuada para velocidades de hasta 350km/h y para movilidad a pequeña escala con rotación en ambos extremos del enlace, con el fin de soportar escenarios D2D o V2V.
- Debe garantizar consistencia espacial, temporal y frecuencial, en particular:
 - El modelo debe asegurar el estado del canal, es decir, si se trata de situaciones LoS o NLoS para localizaciones interiores o exteriores, y que la comprensión del canal varíe suavemente como función del tiempo, la posición de la antena y/o la frecuencia para todos los escenarios.
 - La consistencia debe ser respaldada por simulaciones donde la consistencia del canal afecte a los resultados, por ejemplo, MIMO masivo y la movilidad.
- Debe contar con una complejidad baja, en particular:
 - El modelo debe ser adecuado para utilizarlo en herramientas de simulación de enlaces simples y de redes radio multienlace. Los costes computacionales y de memoria no deben de ser excesivos, como en modelos anteriores como el 3GPPP-3D donde se cuenta con una precisión suficiente con un nivel de complejidad razonable.
 - La introducción de nuevas metodologías de modelado como los basados en mapas, pueden aumentar considerablemente la complejidad. Además, al tratarse de técnicas novedosas que no se aplican por debajo de 6 GHz, resultará difícil establecer una comparación con los modelos ya existentes.

6.2.1. Modelos de canal estocásticos.

Resulta importante determinar el estado del arte de los modelos de canal estocásticos (SCM) y los basados en geometría (GSCM), ya que se tratan de una aproximación esencial a la hora de mantener un nivel de complejidad aceptable, que no resulta posible mediante los modelos de canal basados en mapas, y necesarios para estimar parámetros de canal como los retardos multitrayecto, los perfiles de potencia multitrayecto, los ángulos de llegada y salida de las componentes multitrayecto. Estos modelos permiten llevar a cabo simulaciones a nivel de enlace y sistema para analizar el rendimiento del sistema global.

En la **Figura 26** se observa la evolución reciente de los modelos de canal estocásticos hasta la fecha, donde se aprecia como los modelos 3GPP-3D [71], QuaDRiGa [72] y METIS [45] son evoluciones del WINNER+ [69]. Mientras en paralelo se han desarrollado modelos como el COST2100 [73], el MiWEBA [74] como evolución del estándar IEEE802.11ad [30] y el SCM espacial propuesto por la universidad NYU [75] [76].

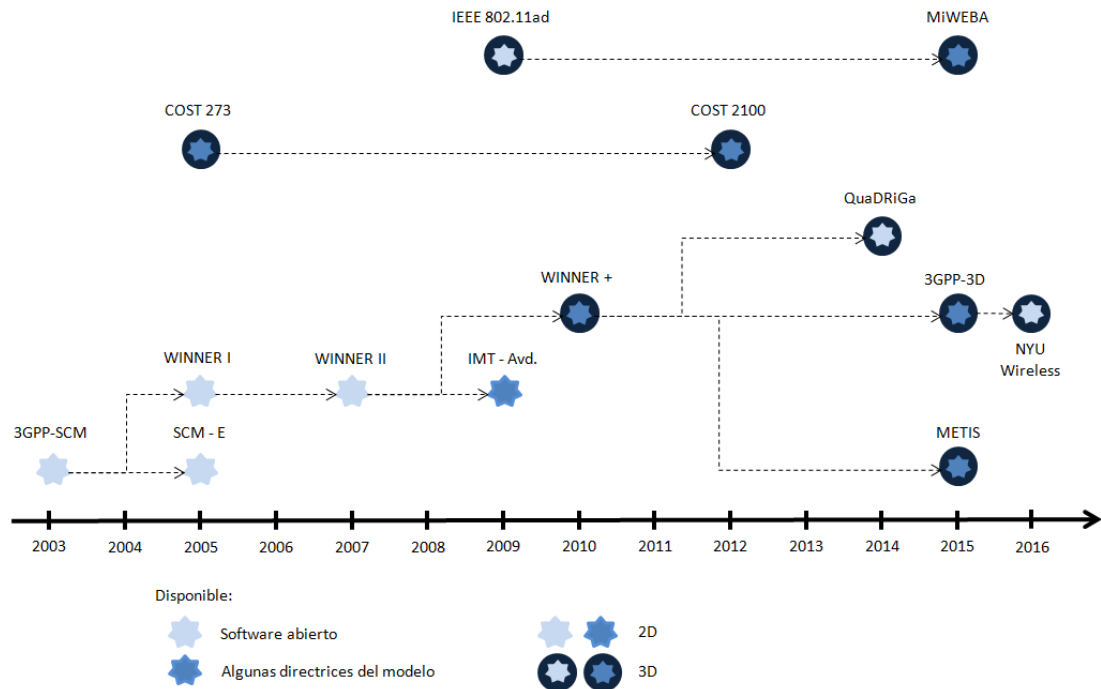


Figura 26. Evolución de los modelos de canal estocásticos [44].

En adelante se proporciona una breve descripción de los más interesantes para 5G.

WINNER+

Una de las principales limitaciones de los modelos SCM radica en que en un primer momento se limitaban a dimensiones 2-D. Aunque resulta algo suficiente para MIMO, no es adecuado para el estudio del efecto estructuras grandes de arrays y aproximaciones *beamforming* 3-D. Por ello, WINNER+ supuso una extensión del proyecto WINNER cuyo objetivo es recoger los efectos propagación en 3-D, por lo que se trató de una mejora importante ya que implicó un cambio en el modelado definido en WINNER para características como las antenas, dispersión de las agrupaciones, posiciones de estaciones base y móviles, etc. Además, se incluyeron 18 nuevos parámetros que se sumaron a los 32 existentes en el modelo WINNER-II. El proyecto finalizó en 2010 mediante un informe que contenía directrices y tablas de parámetros del nuevo modelo WINNER+ [69]. Sin embargo, no se dispone de una publicación abierta de la implementación del modelo de canal.

3GPP-3D

Para el uso de tecnologías MIMO masivo que soportan múltiples usuarios para el mismo recurso mediante el empleo de múltiples haces estrechos direccionados en acimut y elevación, es necesario disponer de modelos de canal 3D que permitan caracterizar estos sistemas. El 3GPP-3D [71] cumple esta necesidad y es el sucesor del SCM y se terminó de realizar a mediados de 2015. Este modelo se define para la banda de 2 GHz y para un ancho de banda estrecho

de 100 MHz. Cuenta con una buena caracterización de escenarios UMa y UMi, dentro de los que se abarcan propagaciones LoS, NLoS y exterior-interior (O2I). Gran parte de su núcleo es idéntica al modelo WINNER+, por lo que se pueden utilizar los mismos parámetros y obtener funcionalidades similares.

QuaDRiGa

El modelo de canal *QUAsiDeterministicRadlochannelGenerAtor* (QuaDRiGa) [72] fue desarrollado por el Instituto Fraunhofer Heinrich Hertz y se trata de una implementación en código abierto del modelo de canal 3GPP-3D. QuaDRiGa cuenta con características extendidas en cuanto a consistencia espacial con una evaluación más precisa del rendimiento de MIMO masivo y de las transmisiones multi-celda, gracias a la combinación de las aproximaciones de los modelos SCM-E y COST 273. Actualmente se emplea como referencia en el proyecto *mmMAGIC* [44] donde se aplica a los datos procedentes de las campañas de medidas realizadas en el ámbito del proyecto desde 6 a 100 GHz.

COST 2100

El modelo COST 2100 [73] sigue una aproximación a nivel de clúster, donde las agrupaciones se sitúan en un entorno simulado y pueden interactuar con uno o más terminales móviles usando el concepto de la región de visibilidad, definido dentro del modelo y que es clave en los modelos de propagación estocásticos, ya que representa el alcance espacial y temporal sobre el cual un grupo de componentes multitrayecto se presentan en una antena genérica. La consistencia espacial es lograda a través del uso de regiones de visibilidad asociadas con cada clúster de componentes multitrayecto, donde uno o más clústeres son asociados a una región, cuyo tamaño varía según los terminales móviles se desplazan, permitiendo de esta manera consistencia espacial en un entorno simulado. Sin embargo, el modelo no contempla los casos de movilidad en los dos extremos del enlace y no puede ser aplicado al D2D.

IEEE 802.11ad

El modelo de canal del estándar IEEE 802.11ad conocido como WiGig, fue desarrollado en 2010 [30]. Cubre principalmente las comunicaciones de corto alcance en interiores como en oficinas u hogares, y emplea la banda de 60 GHz. El modelo de canal se desarrolló de forma cuasi-determinista, donde componentes especulares como el trayecto LoS y algunas reflexiones son modeladas de manera determinista en entornos de propagación 3D, mientras otras contribuciones son modeladas de forma estocástica como componentes aleatorias de una agrupación. Una de las características más importantes del modelo es que soporta *beamforming* y bloqueo de los rayos por parte de los humanos para cada trayecto

directivo. Esto resulta de utilidad ya que el modelado de canal 5G requerirá la incorporación de estas características.

MiWEBA

El modelo de canal denominado *Millimetre-wave Evolution for Backhaul and Access* (MiWEBA) [74] se trata de una extensión del modelo de canal IEEE802.11ad, definido para entornos UMi a frecuencias de 60 GHz, orientado hacia escenarios de accesos exteriores, *backhaul* y comunicaciones D2D. Para el acercamiento se utiliza un modelado determinista, para los componentes especulares, y estocástico para el resto. Los modelos son útiles para simulaciones a nivel de sistema y análisis de la capacidad de la red de acceso. En este caso, el modelo asume clústeres de llegada aleatorios con una distribución de Poisson, en intervalos de tiempo exponencialmente distribuidos, mientras que las amplitudes aleatorias de los clústeres obedecen a distribuciones Rayleigh. Además, estos modelos permiten cubrir casos como el *beamforming* y el bloqueo de trayecto por vehículos e humanos.

METIS

Dentro del proyecto METIS [45], se contempla un modelo estocástico referido a un modelo basado en la aproximación GSCM, en concreto resulta de la extensión de los modelos de canal WINNER II y WINNER+ [69].

Las extensiones propuestas por METIS del modelo de referencia se listan en la **Tabla 3** posterior y están basadas en las numerosas campañas medidas realizadas dentro del programa METIS. Especialmente se centran en modelar las tres dimensiones espaciales del canal en entornos urbanos densamente poblados y en rangos de distancias cortas en entornos interiores y exteriores.

Será en la segunda parte del proyecto METIS, en METIS-II donde se proporcionen directrices más concretas una vez se cuenta con todas las medidas experimentales llevadas a cabo durante METIS-I.

Tabla 3. Extensiones propuestas por METIS.

Factor	Extensión	Comentario
Pérdida de enlace	Nuevos escenarios, D2D y ondas milimétricas	Modelos de pérdidas de enlace específicos y que incorporan frecuencias entre 30-70 GHz
Desvanecimiento	Correlación entre localizaciones	Uso de la correlación de parámetros para generar mapas de parámetros a gran escala de sitios específicos
Sombreado	Consistencia espacial del sombreado	Uso de la suma de sinusoides para baja complejidad
Parámetros	Actualización de la parametrización	Tablas de parámetros de modelado de canal actualizadas basadas en las medidas llevadas a cabo en METIS
Agrupación de localizaciones	Definir agrupación de coordenadas	Simulación de onda esférica mediante la fijación de distancias a FBC y LBC
Evolución temporal	Evolución suave de los parámetros del modelado de canal	Primero se fija la agrupación de localizaciones y posteriormente se calculan los parámetros de pequeña escala a partir de la geometría.
Clúster de potencia angular del espectro	Muestreo directo de forma Laplaciano	El muestreo directo provee mejor precisión de correlación y una distribución angular de MIMO masivo más realista

NYU Wireless

El modelado de canal propuesto por el grupo de *Wireless* de Rappaport de la Universidad de Nueva York, fue publicado en [75] [76] y en este documento servirá como referencia, ya que se utilizará para realizar simulaciones de canal y por tanto se describirá en mayor profundidad más adelante, en un capítulo dedicado. De forma breve se presenta en líneas generales a continuación.

El modelo propuesto se trata de un modelo de canal estadístico espacial 3D (SSCM) de respuesta al impulso (IR) para entornos urbanos en condiciones LoS y NLoS, que cubre de forma generalizada ambientes arbitrarios y que se puede extender para crear canales direccionales en otras bandas de frecuencias. El modelo SSCM diseño se basa en la utilización de las extensas campañas de medidas desarrolladas entre los años 2011 y 2015, por el equipo de la Universidad NYU, y para el que se empleó una aproximación lóbulo espacial – clúster temporal, que aumenta el modelado espacial 3GPP existente mediante parámetros adicionales correspondientes a ensanchamientos angulares del lóbulo direccional para lóbulos espaciales. Este modelo genera parámetros multitrayecto para respuestas al

impulso de canales omnidireccionales y direccionales para enlaces entre TX y RX. A partir de este desarrollo las contribuciones del modelo estadístico propuesto son:

- **Modelo estadístico 3D (SSCM) experimental** basado y testado para las medidas recogidas entre 28 y 73 GHz en ondas milimétricas para generar CIRs para diferentes distancias y sobre áreas locales. Utilizable para frecuencias arbitrarias entre 6 y 100 GHz, con señales de hasta 800 MHz de ancho de banda y haces de antena mayores a 7°.
- **Extensión del modelo** para lograr consistencia espacial en simulaciones multi-usuario que representan el nacimiento y muerte de las agrupaciones temporales y de los lóbulos espaciales en ondas milimétricas para un escenario basado en rejilla.

Una de las diferencias del modelo propuesto frente a los SCM existentes radica en que el SSCM propuesto se basa en una estructura de agrupaciones temporales compuestas por componentes multitrayecto que viajan próximas en el tiempo y que llegan de diferentes direccionales en un corto periodo de tiempo y en los lóbulos espaciales que representan las principales direcciones de llegada y salida donde la energía llega y sale en unos cientos de nanosegundos. Esta estructura, motivada por la experimentación en campo, muestra como los clústeres temporales pueden llegar a ángulos de apuntamiento únicos, detectables gracias a antenas direccionales de alta ganancia, característica que no se recoge en la implementación actual del 3GPP y WINNER

Además, el modelo SSCM ha sido implementado mediante la herramienta MATLAB y cuyo paquete software que permite realizar simulaciones a nivel de enlace y de sistema se encuentra públicamente disponible de forma gratuita en [77].

6.2.2. Modelos de canal basados en mapas.

Trazado de rayos

El trazado de rayos se trata de un método para aproximar la propagación de una onda en un entorno usando rayos discretos. Éstos son trazados mediante la determinación de todas las imágenes especulares de TX y RX o lanzado rayos a diferentes direcciones. En ambos casos se determinan los posibles caminos y sus correspondientes interacciones como reflexiones, difracciones y dispersiones. Para simulaciones precisas es necesario utilizar múltiples rayos en una densa red angular. En el caso de imágenes especulares la complejidad crece exponencialmente con el número de interacciones con el medio.

Por ello el trazado de rayos requiere de un determinado conocimiento del entorno, así como de los materiales de los objetos dispuestos. Como este tipo de

aproximación se basa en el conocimiento de un entorno específico se trata de por tanto de un tipo de aproximación determinista.

Aunque se trata de una técnica muy precisa para la simulación de la propagación de ondas en el medio radio cuenta con dos principales inconvenientes como son la necesidad de recrear el entorno de una manera precisa y una carga computacional alta.

Modelo METIS basado en mapas

El modelo basado en mapas se centra en casos donde es necesaria información precisa y realista acerca de las propiedades espaciales del canal, por ejemplo, para el estudio de MIMO masivo y de técnicas avanzadas de *beamforming*. Resulta también adecuado para el modelado de casos D2D y V2V. El modelo se basa en el uso de trazado de rayos utilizando una descripción geométrica 3D simplificada del entorno de propagación y en él se explican fenómenos de propagación como la difracción, la reflexión especular, la dispersión y el bloqueo. Los muros de los edificios son modelados como superficies rectangulares con propiedades electromagnéticas específicas. A pesar de su complejidad, en términos de correlación entre parámetros (correlación entre las pérdidas de enlaces, distribución del retardo...) resulta más liviano que el modelo estocástico.

Este modelo se basa en un entorno geométrico específico y es aplicable para los siguientes escenarios que proveen la suficiente información:

- PS1: Celdas urbanas Micro
- PS2: Celdas urbanas Macro
- PS4: Oficina
- PS5: Centro comercial
- PS6: Autopista
- PS7: Festival al aire libre
- PS8: Estadio

Como descripción general se ilustra en la **Figura 27** un diagrama de bloques relativo al proceso a seguir en la aplicación del modelo basado en mapas, donde se descompone el modelo en una serie de pasos para la realización del mismo. Se observa que el procedimiento se divide en 4 operaciones principales, que se dividen a su vez en otras subtarefas. A continuación, se procede a describir cada uno de los bloques en detalle.

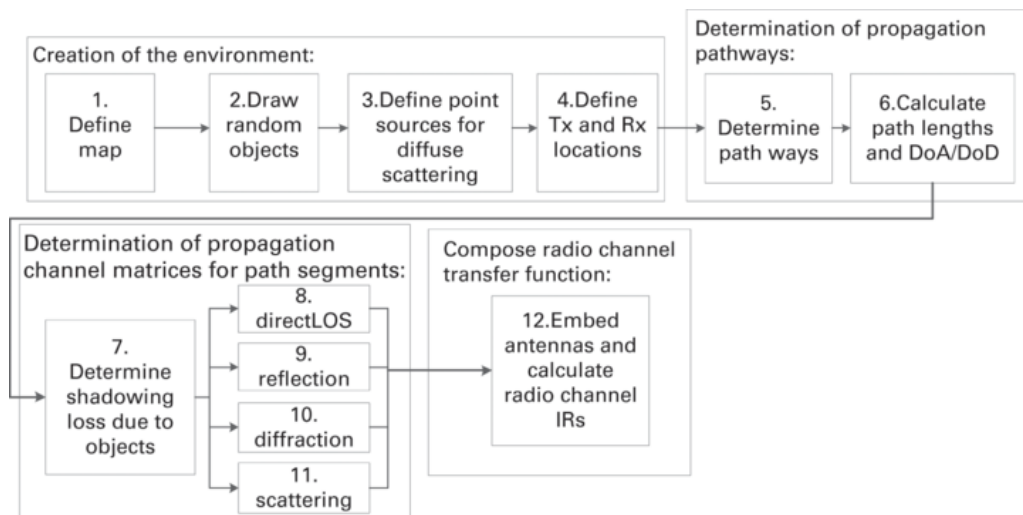


Figura 27. Diagrama de bloques de la aplicación del modelo basado en mapas [45].

- Creación del entorno

1. Definición del mapa en un sistema de coordenadas global xyz. Se trata de proporcionar a cada muro unas coordenadas de inicio y fin xy junto con una altura z. Para escenarios tipo PS1, PS2, PS4 y PS5, se proporciona un diseño gráfico en [45], mientras que para los otros no se proporciona ese detalle.
2. Definición de las coordenadas de objetos y obstáculos. Pueden ser definidos en base a patrones regulares como por ejemplo los asientos de un estadio o dibujados aleatoriamente siguiendo una distribución uniforme.

$$o_n(x, y, z) = (X_n, Y_n, Z_n) \quad (27)$$

Donde $X_n \sim (0, X_{max})$, $Y_n \sim U(0, Y_{max})$, $Z_n = 1$, $n = 1, \dots, (X_{max}Y_{max}D)$, X_{max} e Y_{max} son los bordes del mapa en los ejes x e y respectivamente. Son necesarias diferentes distribuciones para modelar calles, oficinas, centros comerciales o estadios. Los objetos cuentan con tamaños diferentes en función de si se modelan humanos, vehículos, árboles, farolas, etc. En caso de que se trate de un escenario con movilidad, será necesario definir el movimiento de cada objeto, especificando la trayectoria y velocidad de los mismos.

3. Definición de distribuciones de fuentes puntuales para representar la dispersión difusa sobre superficies planas, por ejemplo, paredes interiores y exteriores, suelos, techos, etc. Estas distribuciones deben ser tan densas como se requiera por la resolución angular de la antena usada en la simulación. Para baja resolución se utilizan tamaños de 10x10 metros y para resoluciones altas 5x5 metros. Para cada superficie se especifican las coordenadas xyz de la fuente y estas pueden ser representadas de manera aleatoria o siguiendo algún tipo de patrón.

4. Definición de la localización de cada TX y RX, en coordenadas xyz. Múltiples enlaces radio pueden ser modelados de acuerdo al entorno definido en los pasos anteriores y repitiendo los pasos 4-12 según el número de enlaces que se quieran simular. Para la descripción se tiene en cuenta un único enlace, siendo trivial su ampliación. Se definen vectores de posición tanto para TX como RX:

$$\begin{cases} r_r^{RX} = [x_r \ y_r \ z_r]^T \\ r_t^{RX} = [x_t \ y_t \ z_t]^T \end{cases} \quad (28)$$

Donde $r=1,...,R$ y $t=1,...,T$, donde R y T denotan el número total de elementos de antena en el receptor y el transmisor, respectivamente.

- **Determinación de los trayectos de propagación**

5. A partir de las ubicaciones TX y RX se identifican todos los nodos secundarios visibles para un nodo TX/RX, ya sea para una trayectoria LoS o mediante reflexiones especulares. Posibles nodos secundarios son puntos de difracción como esquinas, objetos de dispersión, fuentes de dispersión difusas e imágenes especulares de un TX/RX. A continuación, se determinan las coordenadas y los tipos de interacción de los puntos de interacción (nodos de difracción y puntos de reflexiones especulares). Los posibles caminos se identifican verificando si existe bloqueo por parte de alguna pared de los trayectos directos y secundarios. Esto se ilustra en la **Figura 28**, donde se presentan diferentes trayectos entre TX y RX, de acuerdo al modelo de Berg.

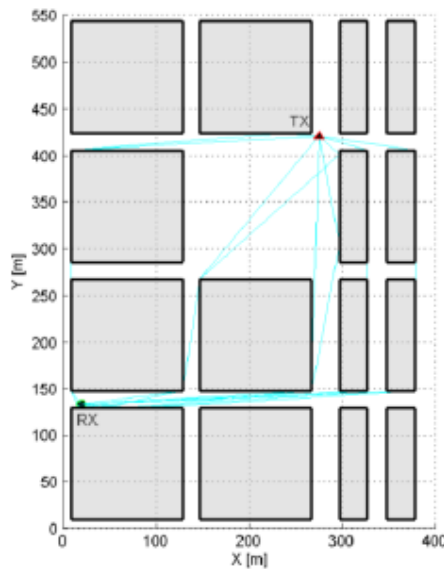


Figura 28. Trayectos posibles entre TX y RX en un ambiente dispersivo.

El resultado obtenido es un conjunto de parámetros $\psi_k = \{\psi_{ki}\} = \{x_{ki}, y_{ki}, z_{ki}, T_{ki}\}$ con $k = 1, ..., K$ e $i = 1, ..., I_k$, donde K es el número de trayectos, I_k es el número de segmentos del trayectos, xyz son las coordenadas de la

iteración i del trayecto k y T_{ki} es el tipo de iteración (directo, reflexión, difracción, dispersión de objeto y dispersión difusa).

6. Cálculo de las direcciones de llegada y salida para cada trayecto k . Para ello, se definen unos vectores $k_{k,r,t}^{TX}$, que representa la dirección del TX al primer punto de iteración, y $k_{k,r,t}^{RX}$, que representa la dirección de la última iteración al RX. Además, en este punto se calcula la distancia $d_{k,i,r,t}$ de cada segmento i de cada trayecto k , mediante el cálculo de la distancia Euclídea entre puntos de iteración consecutivos. La distancia total del trayecto, será la suma de todas las distancias de cada segmento i que componen el trayecto k ($d_{k,r,t} = \sum_i^{I_k} d_{k,i,r,t}$) y el retardo de propagación para cada trayecto es $\tau_{k,r,t} = d_{k,r,t}/c$, donde c es la velocidad de la luz.

- **Determinación de las matrices de propagación de canal**

7. Determinación del efecto sombra debido a objetos para segmentos del trayecto. Cada objeto se aproxima por una pantalla rectangular, como se muestra en [45]. La pantalla se orienta de manera vertical y perpendicular respecto al enlace entre dos nodos, por lo que si el objeto está en movimiento la pantalla girará en torno a su eje vertical, siendo siempre perpendicular al enlace. La pérdida por sombra se modela usando el modelo de difracción de filo de cuchillo.

$$L_{sh|dB} = -20 \cdot \log(1 - (F_{h1} + F_{h2}) \cdot (F_{w1} + F_{w2})) \quad (29)$$

Donde F_{h1} , F_{h2} , F_{w1} y F_{w2} representan la difracción en los cuatros bordes de la pantalla correspondientes a la altura (h) y ancho (w). La sombra para un único borde viene dada por:

$$F = \frac{\text{atan}(\pm \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\lambda} \cdot (D_1 + D_2 - r)})}{\pi} \quad (30)$$

Donde λ es la longitud de onda, D_1 y D_2 son las distancias proyectadas entre los nodos y los bordes de la pantalla y r es la distancia proyectada entre nodos.

En el caso de que haya objetos dispersos como por ejemplo coches aparcados, las pérdidas debidas al conjunto de pantallas, es simplemente la suma de las pérdidas individuales. Si por el contrario la distribución es densa como en un festival al aire libre, no es asumible realizar la anterior aproximación. En este caso, el modelo se complementa con el modelo Walfisch-Bertoni [78]. Consiste en identificar la pantalla dominante en las proximidades del RX, para el que se determina el L_{sh} como anteriormente, y se añade una pérdida adicional L_{md} debido a las múltiples pantallas, que se calcula como:

$$L_{md|dB} = -20 \cdot \log(2,35 \cdot g_p^{0,9}), \text{ siendo } g_p = \frac{\theta}{\theta_0} \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \quad (31)$$

Con $\theta_0 = 1$ rad, θ es el ángulo de elevación respecto al borde superior de la pantalla principal y el TX y d es la distancia media entre las pantallas.

$$L_{sh_tot|dB} = L_{sh|dB} + L_{md|dB} \quad (32)$$

Todo esto aplica en el caso de que el TX se encuentre a una distancia alta respecto de los obstáculos mientras que el RX estará al mismo nivel o menor que éstos. En el caso de que ambos se encuentren al nivel que los obstáculos o por debajo, conviene incluir una modificación en (32), en cuanto al ángulo y distinguir entre TX y RX.

$$L_{sh_tot|dB} = L_{sh_tx|dB} + L_{sh_rx|dB} + L_{md|dB} \quad (33)$$

8. Trayectos LoS. La pérdida de enlace es modelada por la ecuación de Friis.
9. Reflexión especular. Solo una fracción de la energía incidente se refleja. Esto se define mediante un parámetro β que es la relación entre la energía reflejada y la dispersa. Este parámetro puede ser predefinido o calculado en función de la superficie. La matriz del canal para este caso se calcula de acuerdo a los coeficientes de reflexión de Fresnel para campos eléctricos.
10. Difracción. Se utilizan dos modelos para modelar la difracción alrededor de los bordes: Teoría uniforme de la difracción (UTD) y el modelo recursivo de Berg [79].
11. Dispersión.
 - **Cálculo de la función de transferencia del canal radio**
12. Finalmente, los patrones de antenas son añadidos y se calcula la respuesta al impulso del canal.

Para terminar, la **Tabla 4** recoge a modo de resumen una comparación entre los modelos introducidos previamente, centrada en aquellas características que resultan más interesantes de cara a la 5G, alineadas con los requerimientos planteados al inicio.

Tabla 4. Comparación de los modelos de canal existentes,

Característica	3GPP SCM	WINNER II - WINNER+	IMT- Advanced	3GPP 3D	IEEE 802.11ad	QuaDriGa	METIS	
							Estocástico	Mapas
Rango de frecuencia (GHz)	1 - 3	0.45 - 6	1 - 6	2	60 - 66	0.45 – 6	< 70	< 100
Ancho de banda (MHz)	5	100	100	100	2000	100	1000	10% f ₀
Soporta MIMO Masivo	No	Limitado	No	Limitado	Si	Si	Limitado	Si
Soporta frecuencias milimétricas	No	No	No	No	Si	No	Si	Si
Consistencia espacial	No	2-D	2-D	2-D	2-D	2-D	3-D	3-D
Soporte de grandes agrupaciones de antenas	No	No	No	No	No	No	No	Si
Soporte de movilidad en TX y RX	No	No	No	No	No	No	Limitado	Si
Soporte de redes <i>Mesh</i>	No	No	No	No	No	No	No	Si

7. Diseño de un banco de medidas para frecuencias milimétricas

Este trabajo se ha desarrollado dentro del ámbito de un proyecto de 3 años con fondos públicos dirigido a caracterizar el canal 5G para frecuencias milimétricas.

En concreto, este trabajo supone el arranque del mismo y se desarrolla durante el primer tercio del proyecto, orientado a realizar un estudio previo de la viabilidad del uso de bandas de frecuencias milimétricas para comunicaciones móviles de quinta generación (5G). Asimismo, debido a las campañas de medidas que se van a desarrollar, un punto clave al inicio es diseñar el banco de medidas, así como la elección de los equipos que compondrán los sistemas que se utilizarán en la práctica.

Para el diseño completo del banco de medidas se ha contado con una serie de premisas que han condicionado en mayor o menor medida el resultado. Por ejemplo, entre estos condicionantes se encuentran:

- Debido a que se trata de un proyecto financiado, la elección y adquisición de equipos se ha visto obviamente limitada por el presupuesto disponible.
- En el catálogo de experimentaciones expuesto la mayoría se concentran entre las frecuencias de 28 y 45 GHz. Además, aquí se localizan las principales bandas de frecuencias milimétricas recomendadas por los organismos reguladores. Por ello se decide cubrir el rango de frecuencias milimétricas por debajo de 40 GHz.
- Realización de medidas MIMO para una caracterización más completa del canal.

El banco de medidas va a incluir un equipo transmisor (TX) y otro receptor (RX) y la configuración escogida se basa en la caracterización del canal en el dominio de la frecuencia, mediante la generación de barridos en la anchura de canal que se desea caracterizar. La máxima configuración MIMO que se puede caracterizar es 2x2, limitada por la disponibilidad presupuestaria. El equipo puede ser ampliado en el futuro para incorporar un mayor número de canales.

Con todo ello, en este capítulo se describe la arquitectura tanto del transmisor como del receptor y se explican los equipos escogidos junto con sus características clave.

7.1. Especificaciones del transmisor

7.1.1. Descripción general del diagrama de bloques del TX

Con el objetivo de llevar a cabo campañas de medidas en varios entornos y por debajo de 40 GHz, se ha diseñado un transmisor compuesto básicamente por un generador de señal de hasta 13 GHz y un multiplicador de factor 4 que permite cubrir el rango de frecuencias exigido. Como peculiaridad cabe destacar que se ha escogido montar 2 canales para simular medidas MIMO. Por ello, se monta un conmutador previo a las antenas, que permite transmitir por uno u otro canal de manera trivial, permitiendo así realizar una medida desde el TX1 y a continuación modificando la posición del conmutador desde el TX2 y observar diferencias que puedan existir por ejemplo ubicando cada uno a distancias escalonadas del receptor. En cuanto a las antenas, las escogidas para ambos canales son de tipo bocina, que poseen una directividad mayor.

Se presenta por tanto en la **Figura 29** el esquema general del transmisor, cuyos módulos se describirán en detalle a continuación, haciendo hincapié en las características y especificaciones de cada uno de ellos, así como en la función que desempeñarán dentro del conjunto.

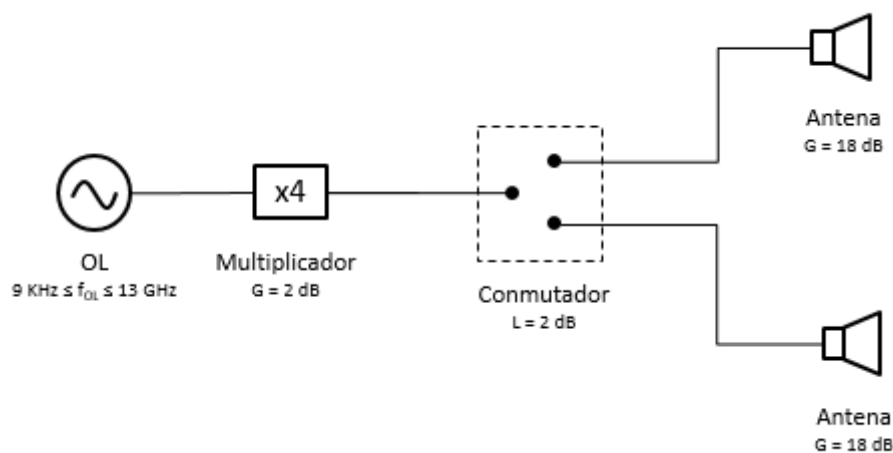


Figura 29. Esquema completo del transmisor

7.1.2. Generador de señal y multiplicador de frecuencia

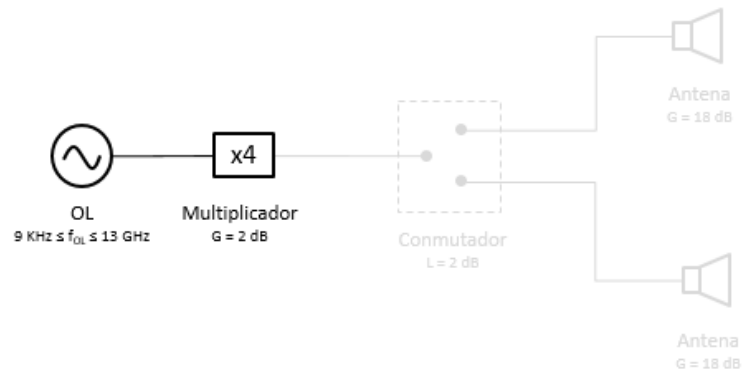


Figura 30. Generador de señal y multiplicador de frecuencia

Generador

El generador elegido ha sido el N5173B ENG-X – 513 de Keysight Technologies [80] cuyo rango de frecuencias se extiende entre 9 kHz y 13 GHz. Además, cuenta con una resolución de 0.001 Hz y su fase es ajustable en incrementos nominales de 0.1°. Entre las especificaciones más importantes se encuentran:

- Rango de frecuencia: 9 kHz – 13 GHz.
- Potencia de salida: +18 a –20 dBm.
- Ruido fase @1 GHz (20 kHz offset): –122 dBc/Hz.



Figura 31. Generador de señal analógico N5173B ENG-X [80]

Multiplicador

Como el generador cuenta con una frecuencia máxima de 13 GHz y será necesario obtener frecuencias de hasta 40 GHz, se requiere el uso de un multiplicador que permita incrementar la frecuencia del generador hasta dicha frecuencia. Por ello, se escoge un multiplicador de frecuencia de factor 4 que cubre ampliamente el rango demandado y permitiría en el futuro extender el rango de medida hasta un máximo de 52 GHz.

Para su elección, se ha tenido en cuenta los rangos de frecuencias permitidos a la entrada y salida del multiplicador, que permitieran adaptarse a los proporcionados por el generador N5173B ENG-X – 513 y a la frecuencia de salida requerida de hasta 40 GHz. En

consideración, el escogido ha sido el multiplicador MAX4M260400 de Miteq [81]. Entre las especificaciones más importantes se encuentran:

- Rango de frecuencias de entrada: 6.5 GHz – 10 GHz.
- Rango de frecuencias de salida: 26 GHz – 40 GHz.
- Factor de multiplicación: 4
- Ganancia: 2 dB
- Potencia de entrada $\begin{cases} P_{\min}: 10 \text{ dBm} \\ P_{\max}: 13 \text{ dBm} \end{cases}$
- Potencia de salida: Típicamente 12 dB si se ajusta la P_{\min} a la entrada.

7.1.3. Conmutador

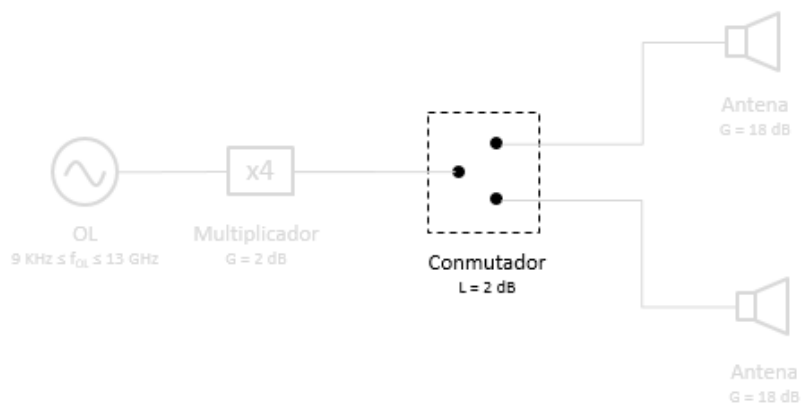


Figura 32. Conmutador

La función del conmutador reside en permutar el canal de transmisión, es decir, debido a la arquitectura diseñada, se puede transmitir desde dos posiciones diferentes, aunque no de forma simultánea. Por ello, en función de las necesidades mediante el conmutador se puede elegir transmitir por el canal TX1 o por el canal TX2. El objetivo tal y como se ha indicado anteriormente es la realización de medidas MIMO.

7.1.4. Antenas

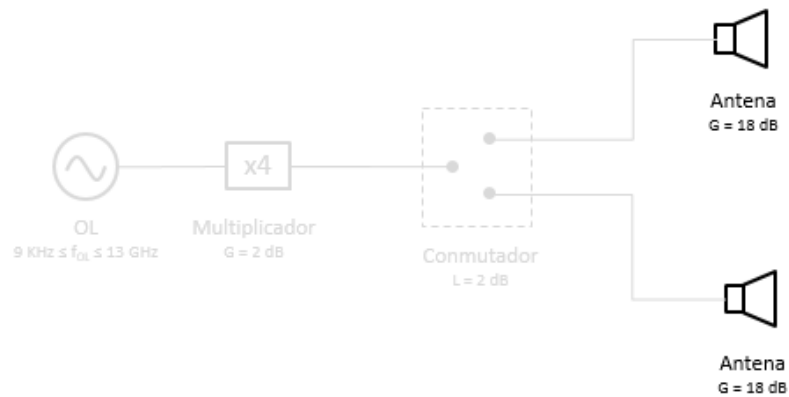


Figura 33. Antenas del TX

En el transmisor el tipo de antenas escogidas es de tipo bocina, ya que permiten obtener una mayor ganancia y son más directivas. Para este caso, las antenas deberán cubrir el margen de frecuencias propuesto del banco de medidas, es decir, deberán ser capaces de operar hasta 40 GHz.

En consideración, la antena escogida para cada canal ha sido la QSH-SL-26-40-K-20 del fabricante Steatite [82]. Entre sus especificaciones más destacadas se encuentran:

- Rango de frecuencias: 26 – 40 GHz
- Ganancia: 17.7 – 20.9 dBi
- Tamaño y peso: 36 x 28 mm de apertura, 100 mm de longitud y 146 gramos



Figura 34. Antena tipo bocina QSH-SL-26-40-K-20 [82]

7.2. Especificaciones del receptor

7.2.1. Descripción del diagrama de bloques del receptor móvil

El diseño del receptor móvil se ha basado en tres ideas principales:

- Recepción de señales débiles, debido a las altas pérdidas experimentadas en el medio radio para frecuencias milimétricas.
- La creación de dos canales simultáneos que permitan realizar medidas MIMO y medir desfases entre ambos canales, realizando así de esta manera una caracterización más completa del canal.
- Realización de medidas omnidireccionales, siguiendo la línea de los teléfonos móviles actuales.

Por tanto, teniendo en cuenta estas premisas, el receptor cuenta con antenas omnidireccionales y a continuación con una etapa de amplificación RF, para incrementar el nivel de señal. Posteriormente, mediante el uso de un generador de señal y un multiplicador factor 4, ambos equipos son idénticos a los utilizados en transmisión, se crea la señal de generador local que permite trasladar la frecuencia de RF a una frecuencia intermedia. Para ello, se hace uso de un módulo *downconverter* que permite obtener una frecuencia intermedia entre 300 y 800 MHz, y tras esto para incrementar de nuevo el nivel de señal se monta un amplificador de ganancia variable, que permite amortiguar las pérdidas provenientes de variar la frecuencia y las distancias de test, pudiendo así adaptar el nivel de amplificación. Por último, para digitalizar las medidas y poder visualizar las señales procedentes de los dos canales paralelos, se utilizará un osciloscopio que se conectará a un ordenador que se encargará de registrar los datos recogidos y posteriormente proceder a su análisis.

Se presenta por tanto en la **Figura 35** el esquema general del receptor, cuyos módulos se describirán en detalle a continuación, haciendo hincapié en las características y especificaciones de cada uno de ellos, así como en la función que desempeñarán dentro del conjunto.

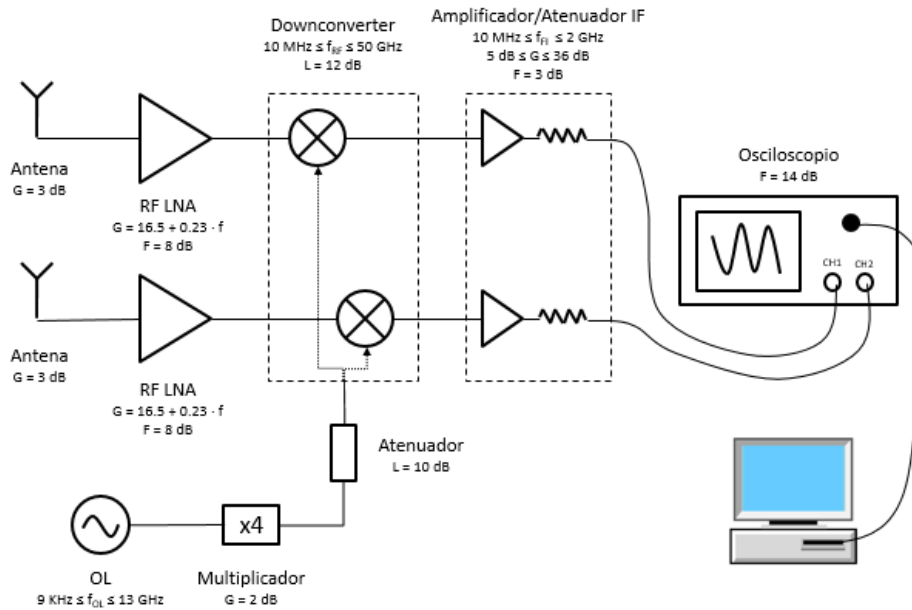


Figura 35. Esquema completo del receptor

7.2.2. Antenas

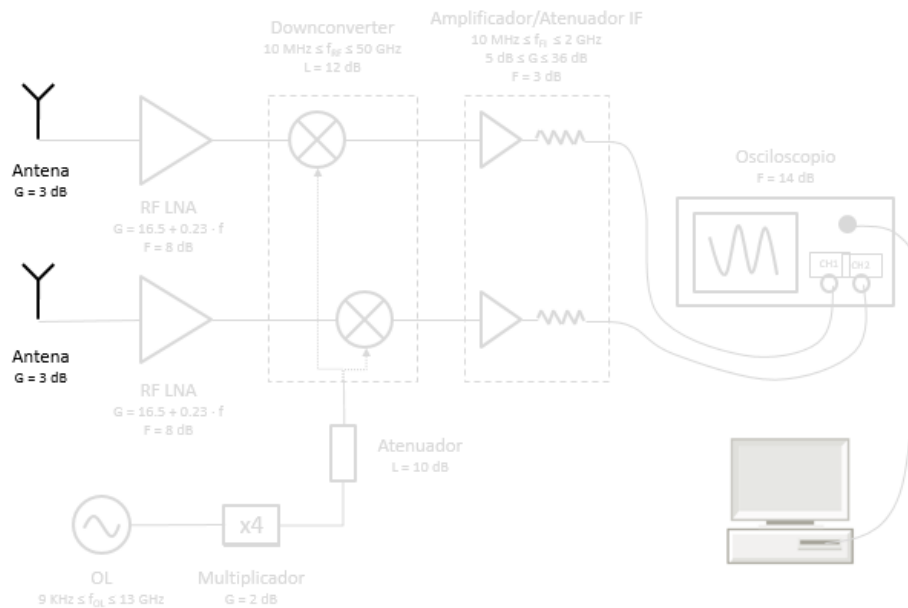


Figura 36. Antenas del RX

En el receptor el tipo de antenas escogidas es de tipo omnidireccional ya que representa mejor la tecnología actual presente en los terminales móviles. Este tipo de antenas son ampliamente utilizadas en frecuencias bajas y no tanto en frecuencias milimétricas. Para este caso, las antenas deberán cubrir el margen de frecuencias propuesto del banco de medidas, es decir, deberán ser capaces de operar hasta 40 GHz.

En consideración, la antena escogida para cada canal ha sido la QOM-SL-26-40-K-SG-R del fabricante Steatite [83]. Entre sus especificaciones más destacadas se encuentran:

- Rango de frecuencias: 26 – 40 GHz
- Ganancia: 2 – 4 dBi
- Tamaño y peso: 46 mm de diámetro y 40 gramos



Figura 37. Antena omnidireccional QOM-SL-26-40-K-SG-R [83]

7.2.3. Preamplificador

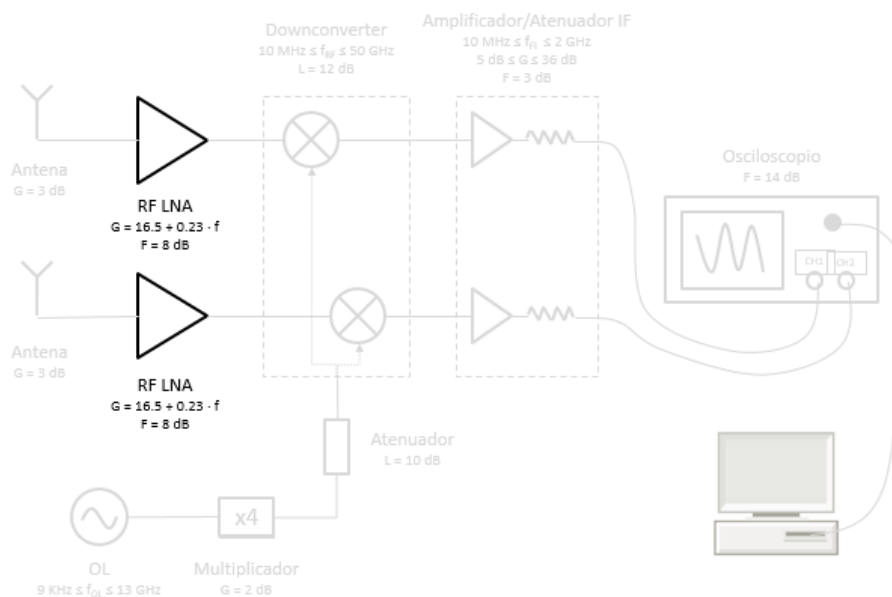


Figura 38. Preamplificador RF

Debido a la alta atenuación experimentada por la señal transmitida desde el transmisor en el medio radio, resulta clave montar un amplificador de alta ganancia justo después de las antenas en el receptor, ya que permite incrementar de forma notable la señal y además permite reducir la figura de ruido del sistema significativamente, ya que se cumple la siguiente relación:

$$F_T = F_{LNA} + \frac{F_{sis} - 1}{G_{LNA}}$$

Donde F_{LNA} y G_{LNA} son respectivamente la figura de ruido y la ganancia del preamplificador.

Por tanto, el preamplificador elegido ha sido el USB U7227F-8F de Keysight Technologies [84], ya que proporciona una corrección automática del valor de la ganancia con compensación de la temperatura, cuenta con una excelente figura de ruido y opera en un amplio rango frecuencias. Entre las especificaciones más importantes se encuentran:

- Rango de frecuencias: 2 – 50 GHz.
- Ganancia: $16.5 + 0.23 \cdot f$ dB (donde f es la frecuencia en GHz).

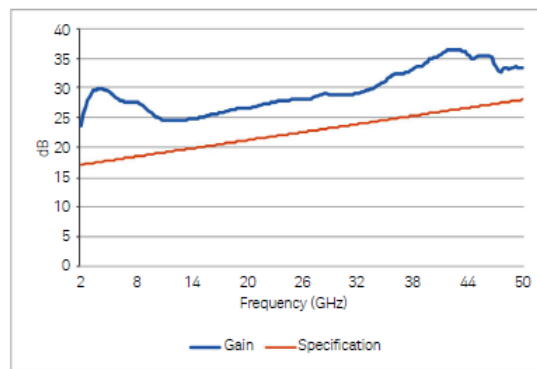


Figura 39. Curva de ganancia del preamplificador U7227F-8F [84]

- Pérdida de retorno de entrada (2 – 40 GHz): 8 dB.
- Pérdida de retorno a la salida (4 – 40 GHz): 11 dB.
- Figura de ruido (4 – 40 GHz): 8 dB.
- Máxima potencia de entrada: +10 dBm.



Figura 40. Preamplificador U7227F-8F [84]

7.2.4. Generador de señal, multiplicador de frecuencia y atenuador

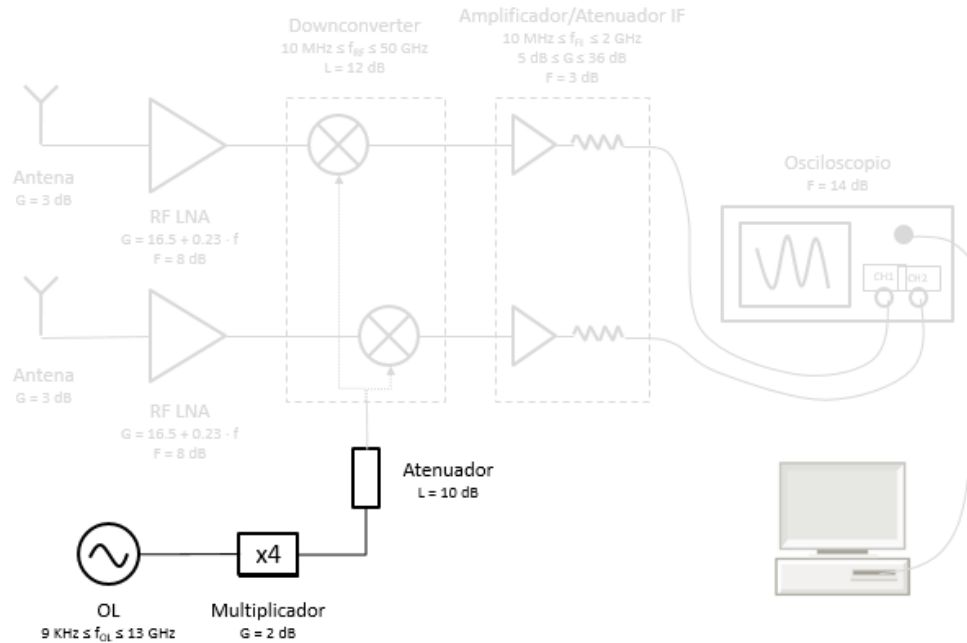


Figura 41. Generador de señal, multiplicador de frecuencia y atenuador

Generador

Con la finalidad de pasar de una frecuencia RF recibida a una frecuencia intermedia (FI), se utiliza un generador de señal en el receptor. La frecuencia fundamental del generador estará marcada por la utilizada en transmisión y la intermedia, ya que en función de las pruebas que se realicen a por ejemplo 28 o 38 GHz, se deberá adaptar.

$$f_{FI} = |f_{RF} - f_{LO}| \Rightarrow f_{LO} = f_{RX} - f_{FI} \quad (34)$$

En consideración, se escoge un generador idéntico al del transmisor ya que permite adaptar mejor el sistema, este ha sido el generador de señal analógico N5173B ENG-X – 513 de Keysight Technologies [80], cuyo rango de frecuencias se extiende entre 9 kHz y 13 GHz. Entre las especificaciones más importantes se encuentran:

- Rango de frecuencia: 9 kHz – 13 GHz.
- Potencia de salida: +18 a –20 dBm.
- Ruido fase @1 GHz (20 kHz offset): –122 dBc/Hz.



Figura 42. Generador de señal analógico N5173B ENG-X [80]

Multiplicador

Como el generador cuenta con una frecuencia máxima de 13 GHz y será necesario obtener frecuencias de hasta 40 GHz, se requiere el uso de un multiplicador que permita incrementar la frecuencia del generador hasta dicha frecuencia. Por ello, se escoge un multiplicador de frecuencia de factor 4 que cubre ampliamente el rango demandado.

En consideración, se escoge un multiplicador idéntico al del transmisor ya que permite adaptar mejor el sistema, este ha sido el multiplicador MAX4M260400 de Miteq [81]. Entre las especificaciones más importantes se encuentran:

- Rango de frecuencias de entrada: 6.5 GHz – 10 GHz.
- Rango de frecuencias de salida: 26 GHz – 40 GHz.
- Factor de multiplicación: 4
- Ganancia: 2 dB
- Potencia de entrada $\left\{ \begin{array}{l} P_{\min}: 10 \text{ dBm} \\ P_{\max}: 13 \text{ dBm} \end{array} \right.$
- Potencia de salida: Típicamente 12 dBm si se ajusta la P_{\min} a la entrada.

Atenuador

Debido a la restricción de la potencia de entrada en el *downconverter* que es de máximo 4 dBm, como se detallará en el siguiente apartado, es necesario montar un atenuador entre el multiplicador y éste, ya que a la salida del multiplicador la potencia será de aproximadamente 12 dBm, por lo que conviene atenuar considerablemente esa señal para asegurar un correcto funcionamiento.

Por ello, se escoge montar un atenuador de 10 dB, que permite lograr una potencia de entrada en el *downconverter* que se sitúa dentro del margen solicitado por el fabricante.

7.2.5. Downconverter.

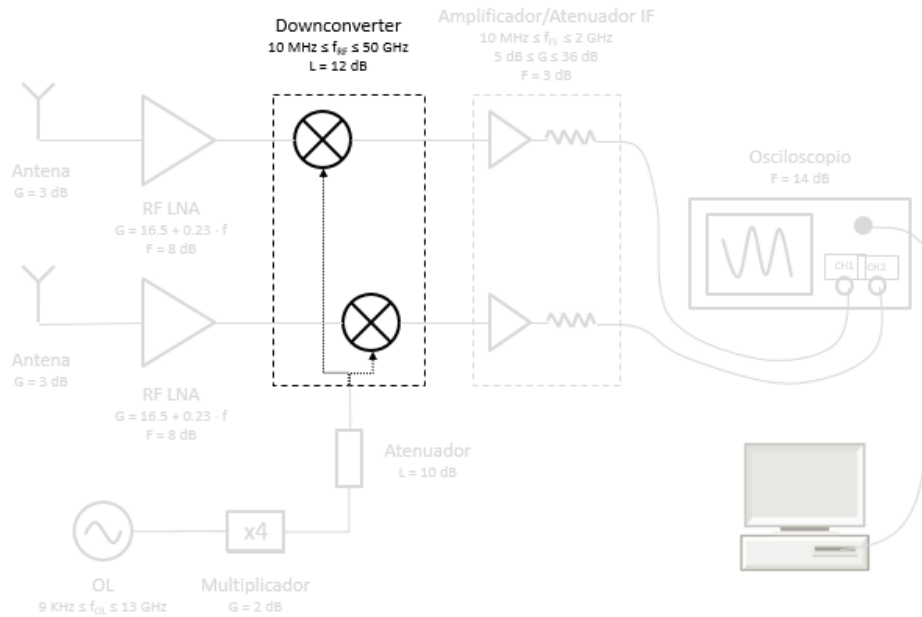


Figura 43. Downconverter

El bloque conversor de frecuencia se encarga de convertir la frecuencia de RF a una frecuencia intermedia elegida, mediante el uso del generador local anterior. De acuerdo a estas consideraciones el elegido ha sido el M9362AD01-F50 de Keysight Technologies [85], que cuenta con las siguientes especificaciones:

- Rango de frecuencias
 - RF: 0.01 – 50 GHz
 - LO: 0.01 – 26.5 GHz
 - FI: 0.01 – 50 GHz
- Pérdidas: entre 10 y 25 dB, como se observa en la **Figura 44**, donde se presenta su curva característica.

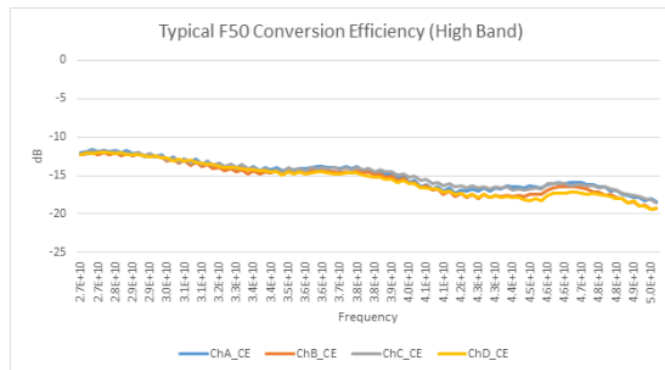


Figura 44. Curva de pérdidas del downconverter M9362AD01 – F50.

- Ancho de banda por canal: 1.5 GHz.
- Conversión descendente coherente en 4 canales.
- Niveles de potencia máximos de entrada $\left\{ \begin{array}{l} \text{RF: +10 dBm} \\ \text{OL: +4 dBm} \end{array} \right.$

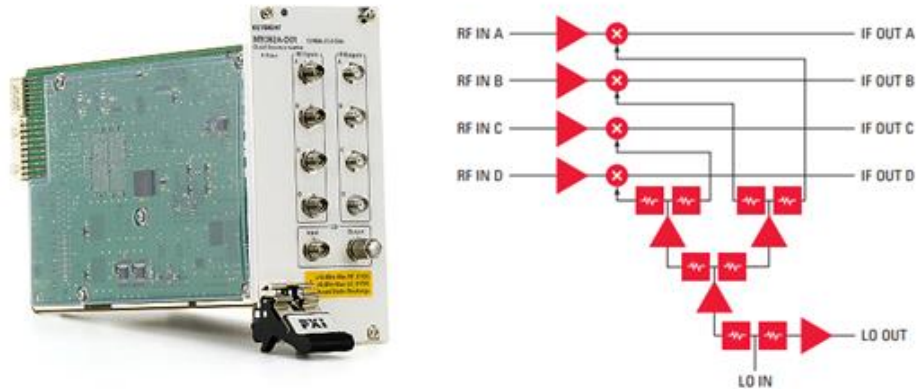


Figura 45. Downconverter M9362AD01 – F50 y su diagrama de bloques interno.

7.2.6. Amplificador-atenuador híbrido IF

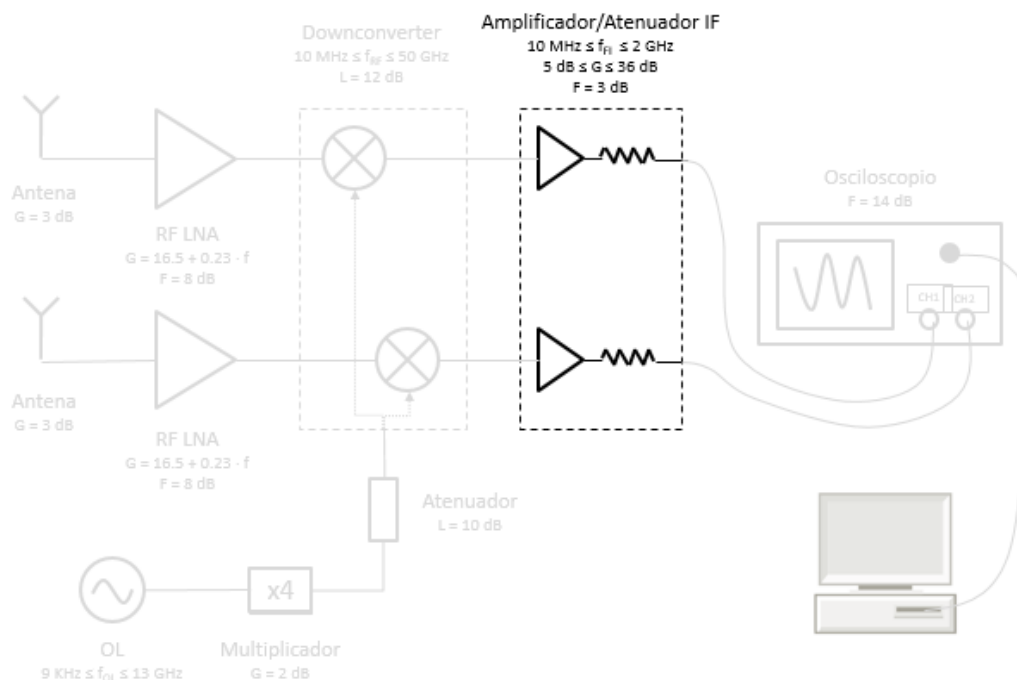


Figura 46. Amplificador-atenuador IF

El bloque amplificador/atenuador híbrido se encarga de incrementar el nivel de señal como etapa previa al osciloscopio, por lo que la señal a la salida de este bloque debe cumplir con la sensibilidad exigida por el osciloscopio para un correcto tratamiento.

Por ello, el amplificador debe ser flexible y permitir adaptar la ganancia en función de las condiciones planteadas en la campaña de medidas. Es decir, dependiendo de la frecuencia utilizada en transmisión y de la distancia elegida entre equipos, las pérdidas variarán ya que según la frecuencia y la distancia sean mayores éstas serán más notables, por lo que será necesario aplicar una ganancia mayor.

De acuerdo a estas consideraciones el elegido ha sido el M9352A-H02 de Keysight Technologies [86], que cuenta con las siguientes especificaciones:

- Rango de frecuencias: 10 - 2000 MHz
- Número de canales: 4
- Figura de ruido: 3 dB
- Mínima ganancia: 5 dB
- Máxima ganancia: 36 dB
- Control rápido de potencia IF con 31.5 dB de rango de ganancia con pasos de 0.5 dB.



Figura 47. Bloque amplificador-atenuador híbrido M9352A-H02 y su diagrama de bloques interno.

7.2.7. Osciloscopio

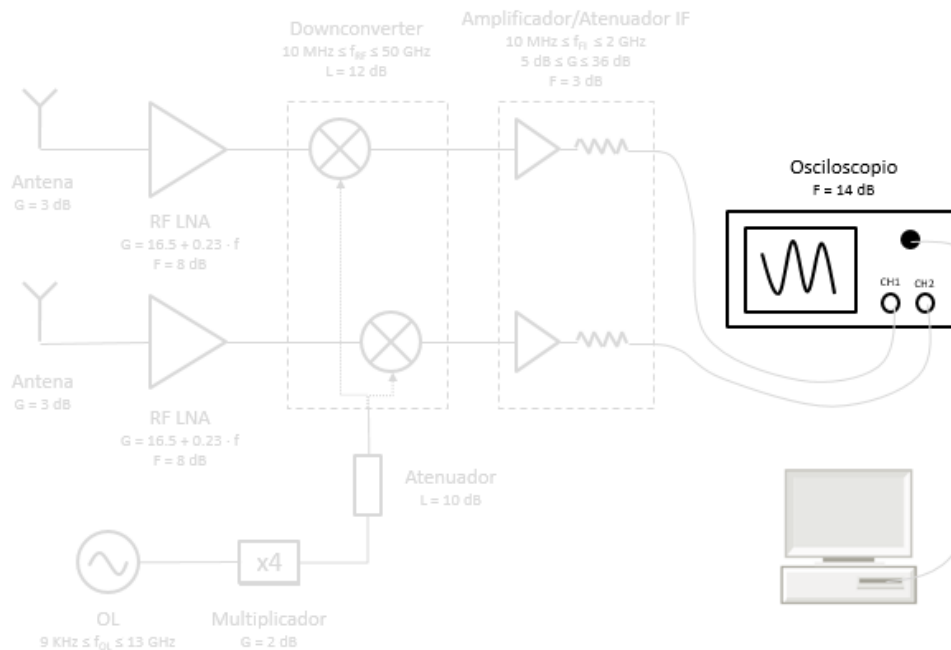


Figura 48. Osciloscopio

Por último, se utilizará un osciloscopio para digitalizar las medidas y así poder pasarlas a un ordenador, aunque debido a las características del mismo existe la posibilidad de realizar una parte del procesado en el mismo. Además, el osciloscopio debe permitir la visualización de las señales recibidas por ambos canales de forma simultánea en el equipo. Por ello, el osciloscopio elegido ha sido el DSOS104A de Keysight Technologies [87], que cuenta con un 1 GHz de ancho de banda y con 4 canales analógicos. Entre sus especificaciones más importantes se encuentran las siguientes:

- Tasa máxima de muestreo: 20 GSa/s (2 canales), 10 GSa/s (4 canales).
- ADC: 10 bits
- Figura de ruido: 14 dB

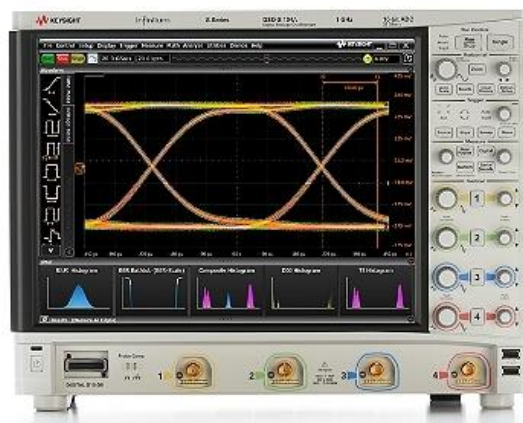


Figura 49. Osciloscopio DSOS104A [87]

8. Evaluación teórica de diferentes escenarios para las campañas de medidas.

En este capítulo se van a presentar varios casos de prueba de una forma teórica, que tratan de cubrir diferentes escenarios de campañas de medidas que se puedan realizar en la práctica una vez montado el banco de medidas en el laboratorio. Para ello se describen a continuación de forma previa algunas consideraciones generales que aplicarán a los diferentes casos de prueba y que conviene destacar.

La idea general es aplicar este conjunto de premisas y expresiones a una serie de casos de prueba, con el objetivo de determinar la situación más restrictiva y poder así terminar de configurar el esquema modular del receptor asegurándonos que será capaz de cubrir las campañas de medidas que se realizarán con posterioridad una vez montado el banco de medidas.

- De acuerdo al marco del proyecto en el que se ha diseñado el banco de medidas, descrito con detalle en el capítulo anterior, los casos se centrarán en entornos interiores para situaciones tanto LoS como NLoS, siempre por debajo de 40 GHz.
- El osciloscopio DSOS104A adquirido, cuenta con un conversor AD de 10 bits, por lo que, para obtener una correcta interpretación de las medidas, resulta necesario garantizar que la señal que llegue al osciloscopio cuente con valor de amplitud de 1 mV/división, es decir, de 2 mVpp. Esto garantiza obtener datos coherentes sin errores al cuantificar. Por ello, podemos suponer una sensibilidad una vez conocido este hecho y que la impedancia de entrada del osciloscopio es de 50 Ω .

$$\text{Sensibilidad (W)} = \frac{V_{RMS}^2}{R} = \frac{\left(\frac{V_p}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{\left(\frac{1 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}}\right)^2}{50} = 10^{-8} \text{ W} \quad (35)$$

$$\text{Sensibilidad (dBm)} = 10 \cdot \log_{10}(10^{-8}) = -50 \text{ dBm} \quad (36)$$

- Para el cálculo de las pérdidas de trayecto en el medio radio, se utilizará el modelo de propagación *close-in-reference* (CI), de acuerdo a lo explicado en el capítulo 5, donde se analizan los diferentes modelos de propagación, y se extrae como conclusión que para un entorno interior resulta bastante fiable. A modo de resumen, se recogen a continuación las expresiones del modelo.

$$PL^{CI}(f, d)[dB] = FSPL(f, 1 \text{ m})[dB] + 10 \cdot n \cdot \log_{10}(d) \quad (37)$$

Donde n es el PLE que describe la atenuación de una señal que se propaga por el canal, d es la distancia entre TX y RX y $FSPL$ es la expresión de pérdidas en espacio libre para una distancia de 1 metro.

$$FSPL(f, 1 \text{ m})[dB] = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot f}{c}\right) \quad (38)$$

Para el caso de prueba, se utilizarán valores de PLE procedentes de otras campañas de medidas, que se ajusten fielmente a la nuestra, tanto en frecuencia como por el hardware empleado.

- Las señales que se manejarán son de banda ancha ya que se estiman anchos de banda de alrededor de 500 MHz, por ello el valor de la relación señal a ruido para esta aplicación se exige de al menos 20 dB, ya que permite obtener una señal con suficiente claridad respecto al ruido. Es por ello, que resulta necesario calcular la figura de ruido del receptor, para poder así determinar el nivel de señal mínimo necesario para cumplir con la relación SNR establecida.

A continuación, se indica la expresión de la figura de ruido del receptor, ya que resultará variable, en función de la frecuencia de trabajo y la ganancia que tome el amplificador de FI.

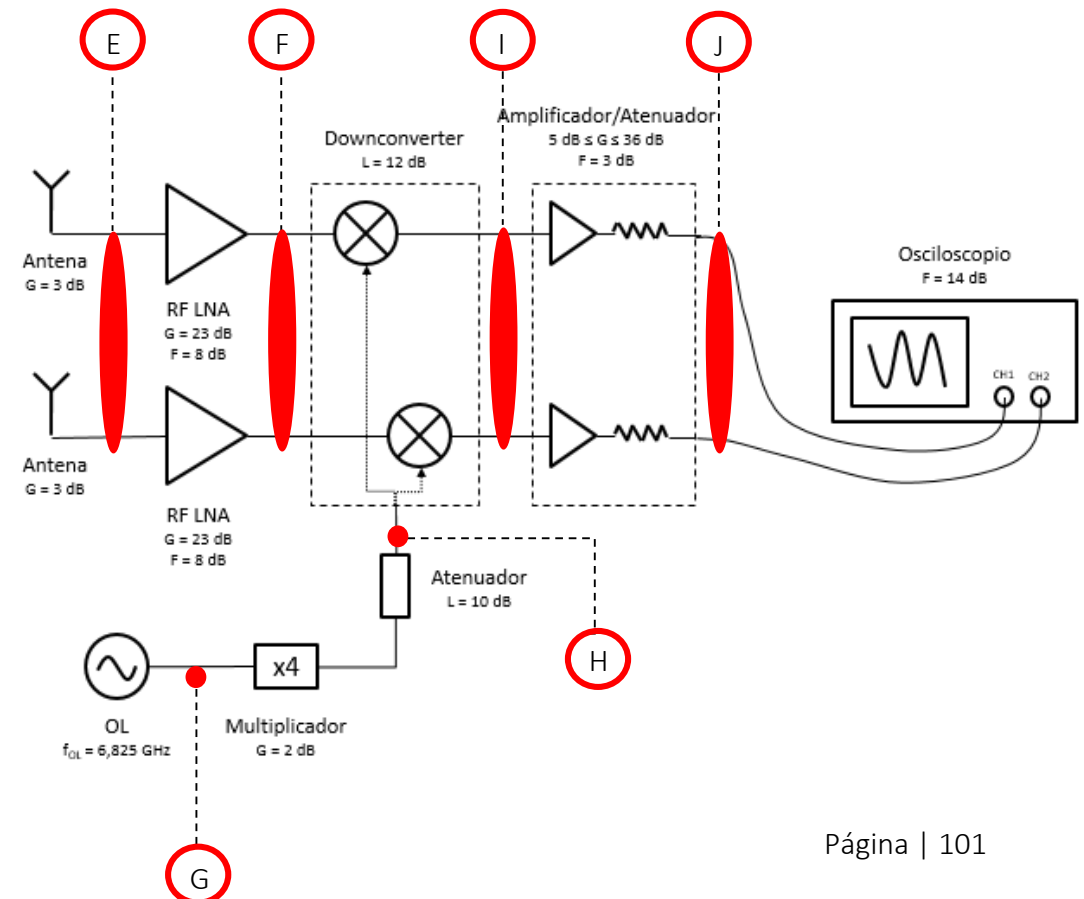
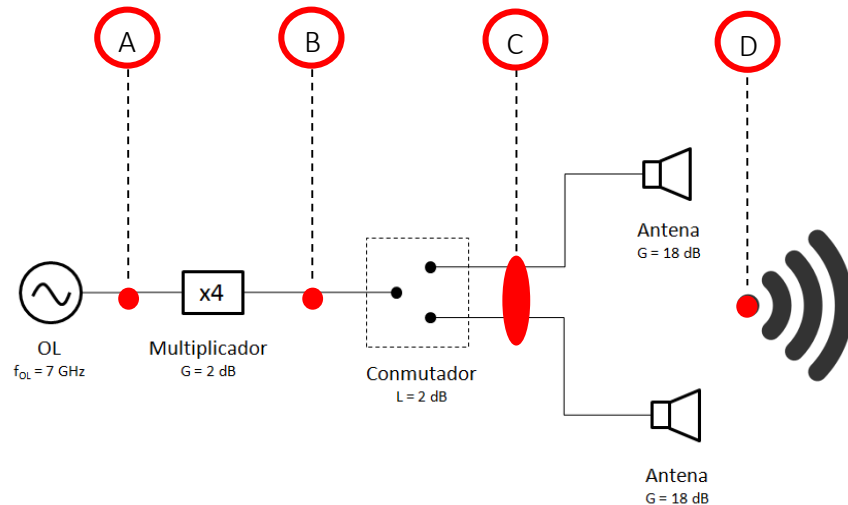
$$f_{RX} = f_{LNA} + \frac{l_{down} - 1}{g_{LNA}} + \frac{f_{ampIF} - 1}{g_{LNA}} \cdot l_{down} + \frac{f_{osc} - 1}{g_{LNA} \cdot g_{ampIF}} \cdot l_{down} \quad (39)$$

Esta figura de ruido permite calcular la temperatura equivalente del sistema, para determinar así el nivel de ruido. La expresión de la temperatura equivalente del sistema depende de la temperatura captada por la antena, T_a . Ésta típicamente para una antena omnidireccional montada en un entorno interior, como es el banco de medidas del laboratorio, tiene un valor alrededor de 290K, debido al ruido térmico de antena.

$$T_s = T_a + T_0 \cdot (f_{RX} - 1) \quad (40)$$

8.1. Análisis del banco de medidas a 28 GHz, para una situación LoS con una distancia TX-RX de 5 metros en InH

Este caso de prueba simulará una campaña de medidas que puede desarrollarse en el banco de medidas instalado en el laboratorio, donde se puede llegar a alcanzar una distancia de 5 metros para situaciones LoS. Para este caso, la PLE obtenida en experimentaciones a esta frecuencia es de 1,8 para LoS, concretamente en [40]. Debido a las condiciones del laboratorio, se simula un caso LoS, ya que en un primer lugar ambos equipos mantendrán visión directa.



El análisis se va a realizar por etapas, para corroborar que se cumplen los límites y recomendaciones de los equipos en cada punto, por tanto:

- **A.** Para cumplir los límites de potencia de entrada y salida existentes en el multiplicador, la potencia de salida del generador se fija a **$P_A = 10$ dBm**.
- **B.** La potencia de entrada en el multiplicador debe ser entre 10 y 13 dBm, por lo que P_A cumple la restricción. Debido a la ganancia de 2 dB del multiplicador, a la salida del multiplicador la potencia es de **$P_B = 12$ dBm**.
- **C.** Las pérdidas del conmutador son de 2 dB, por lo que la potencia antes de las antenas es de **$P_C = 10$ dBm**.
- **D.** La potencia radiada por el transmisor teniendo en cuenta una ganancia de antena de 18 dB, será de **$P_D = 28$ dBm**.
- **E.** Este punto se corresponde con la potencia recibida en el receptor justo después de las antenas, que resulta de descontar las pérdidas experimentadas en el medio a la potencia radiada en el TX y sumar la ganancia de las antenas del receptor, para las condiciones fijadas de una frecuencia de trabajo 28 GHz y de 5 metros de distancia TX-RX. Aplicando el modelo de pérdidas de propagación CI para NLoS, las pérdidas en el enlace son:

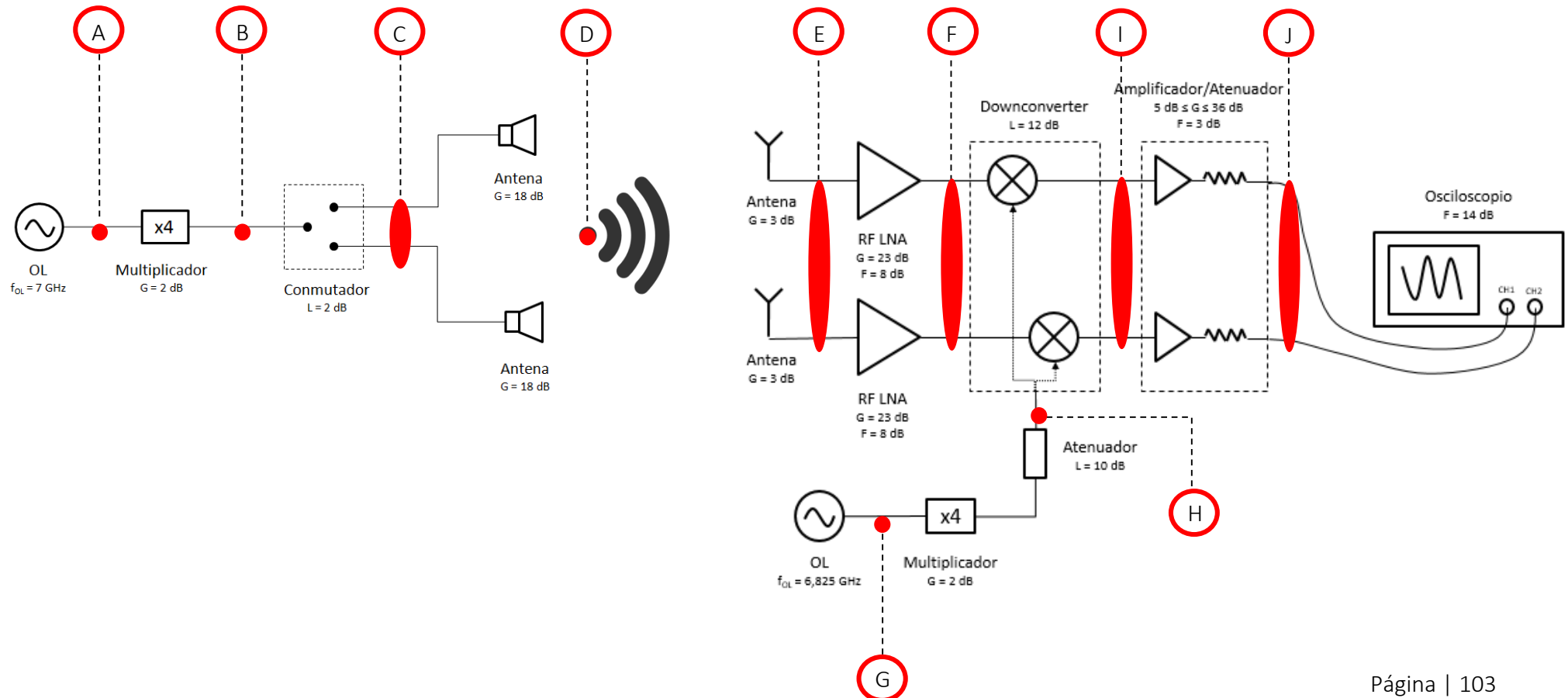
$$PL^{CI}[dB] = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 28 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 1,8 \cdot \log_{10}(5) = 74 \text{ dB} \quad (41)$$

Por lo que la **$P_D = -43$ dBm**.

- **F.** Para la frecuencia de trabajo la ganancia del preamplificador es de 23 dB, por lo que la **$P_F = -20$ dBm**.
- **G.** Para cumplir los límites de potencia de entrada existentes en el multiplicador, de entre 10 y 13 dBm, la potencia de salida del generador se fija a la mínima posible **$P_G = 10$ dBm**.
- **H.** Debido a que la ganancia del multiplicador es de 2 dB, a la salida del multiplicador se tienen 12 dBm de potencia. Debido a que la entrada de OL del *downconverter* soporta como máximo 4 dBm, se introduce un atenuador de 10 dB, obteniendo así una **$P_H = 2$ dBm**.
- **I.** El módulo *downconverter* presenta pérdidas para la frecuencia de 28 GHz de 12 dB. Por tanto, la potencia de salida del módulo, teniendo en cuenta la P_F de entrada, será **$P_I = -32$ dBm**.
- **J.** De acuerdo a la sensibilidad de -50 dBm por parte del osciloscopio indicada, la ganancia del módulo amplificador se puede ajustar al mínimo de 5 dB, ya que así la **$P_J = -27$ dBm**, que resulta suficiente para obtener la calidad deseada en cuanto a señal en dicho punto.

8.2. Análisis del banco de medidas a 28 GHz, para una situación NLoS con una distancia TX-RX de 10 metros en InH

Este caso de prueba simulará una campaña de medidas que puede desarrollarse en el banco de medidas instalado en el laboratorio, donde se puede llegar a alcanzar una distancia de 10 metros para situaciones NLoS. Para este caso, la PLE obtenida en experimentaciones a esta frecuencia es de 3 para NLoS, concretamente en [40]. Debido a las condiciones del laboratorio, se simula un caso NLoS, ya que se podrían emplazar TX y RX en diferentes puntos del laboratorio, con los consiguientes armarios y escritorios entre ambos que impedirían una visión directa entre equipos.



El análisis se va a realizar por etapas, para corroborar que se cumplen los límites y recomendaciones de los equipos en cada punto, por tanto:

- **A.** Para cumplir los límites de potencia de entrada y salida existentes en el multiplicador, la potencia de salida del generador se fija a **$P_A = 10 \text{ dBm}$** .
- **B.** La potencia de entrada en el multiplicador debe ser entre 10 y 13 dBm, por lo que P_A cumple la restricción. Debido a la ganancia de 2 dB del multiplicador, a la salida del multiplicador la potencia es de **$P_B = 12 \text{ dBm}$** .
- **C.** Las pérdidas del conmutador son de 2 dB, por lo que la potencia antes de las antenas es de **$P_C = 10 \text{ dBm}$** .
- **D.** La potencia radiada por el transmisor teniendo en cuenta una ganancia de antena de 18 dB, será de **$P_D = 28 \text{ dBm}$** .
- **E.** Este punto se corresponde con la potencia recibida en el receptor justo después de las antenas, que resulta de descontar las pérdidas experimentadas en el medio a la potencia radiada en el TX y sumar la ganancia de las antenas del receptor, para las condiciones fijadas de una frecuencia de trabajo 28 GHz y de 10 metros de distancia TX-RX. Aplicando el modelo de pérdidas de propagación CI para NLoS, las pérdidas en el enlace son:

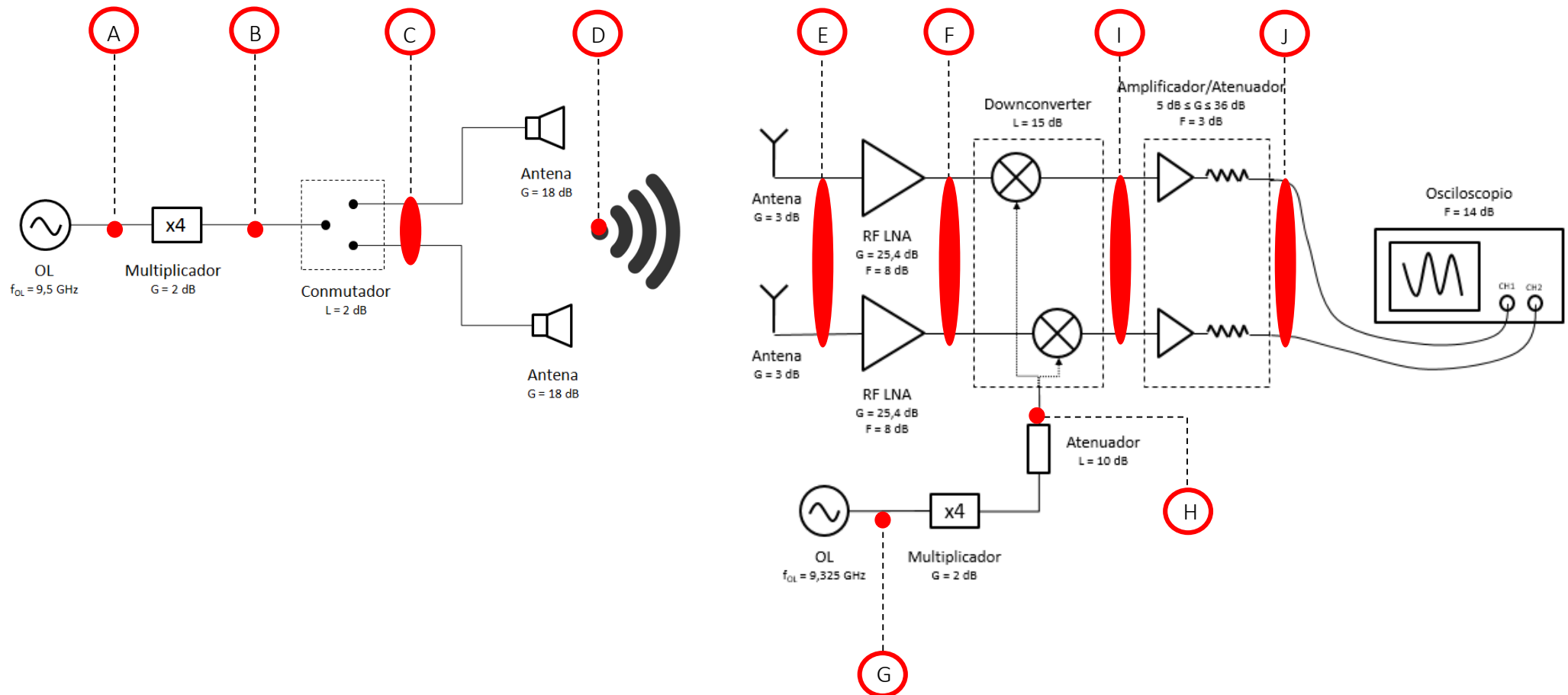
$$PL^{CI}[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 28 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 3 \cdot \log_{10}(10) = 91,4 \text{ dB} \quad (42)$$

Por lo que la **$P_D = -60,4 \text{ dBm}$** .

- **F.** Para la frecuencia de trabajo la ganancia del preamplificador es de 23 dB, por lo que la **$P_F = -37,4 \text{ dBm}$** .
- **G.** Para cumplir los límites de potencia de entrada existentes en el multiplicador, de entre 10 y 13 dBm, la potencia de salida del generador se fija a la mínima posible **$P_G = 10 \text{ dBm}$** .
- **H.** Debido a que la ganancia del multiplicador es de 2 dB, a la salida del multiplicador se tienen 12 dBm de potencia. Debido a que la entrada de OL del *downconverter* soporta como máximo 4 dBm, se introduce un atenuador de 10 dB, obteniendo así una **$P_H = 2 \text{ dBm}$** .
- **I.** El módulo *downconverter* presenta pérdidas para la frecuencia de 28 GHz de 12 dB. Por tanto, la potencia de salida del módulo, teniendo en cuenta la P_F de entrada, será **$P_I = -49,4 \text{ dBm}$** .
- **J.** De acuerdo a la sensibilidad de -50 dBm por parte del osciloscopio indicada, la ganancia del módulo amplificador se puede ajustar a un valor intermedio entre los 5 y 36 dB que cuenta de rango para cumplir la sensibilidad. Por ejemplo, se puede fijar la ganancia a 10 dB, ya que así la **$P_J = -39,4 \text{ dBm}$** , que resulta suficiente para obtener la calidad deseada en cuanto a señal en dicho punto.

8.3. Análisis del banco de medidas a 38 GHz, para una situación LoS con una distancia TX-RX de 5 metros en InH

Este caso de prueba simulará una campaña de medidas que puede desarrollarse en el banco de medidas instalado en el laboratorio, donde se puede llegar a alcanzar una distancia de 5 metros para situaciones LoS. Para este caso, la PLE obtenida en experimentaciones a esta frecuencia es de 1,8 para LoS, concretamente en [47]. Debido a las condiciones del laboratorio, se simula un caso LoS, ya que en un primer lugar ambos equipos mantendrán visión directa.



El análisis se va a realizar por etapas, para corroborar que se cumplen los límites y recomendaciones de los equipos en cada punto, por tanto:

- **A.** Para cumplir los límites de potencia de entrada y salida existentes en el multiplicador, la potencia de salida del generador se fija a **$P_A = 10 \text{ dBm}$** .
- **B.** La potencia de entrada en el multiplicador debe ser entre 10 y 13 dBm, por lo que P_A cumple la restricción. Debido a la ganancia de 2 dB del multiplicador, a la salida del multiplicador la potencia es de **$P_B = 12 \text{ dBm}$** .
- **C.** Las pérdidas del conmutador son de 2 dB, por lo que la potencia antes de las antenas es de **$P_C = 10 \text{ dBm}$** .
- **D.** La potencia radiada por el transmisor teniendo en cuenta una ganancia de antena de 18 dB, será de **$P_D = 28 \text{ dBm}$** .
- **E.** Este punto se corresponde con la potencia recibida en el receptor justo después de las antenas, que resulta de descontar las pérdidas experimentadas en el medio a la potencia radiada en el TX y sumar la ganancia de las antenas del receptor, para las condiciones fijadas de una frecuencia de trabajo 38 GHz y de 5 metros de distancia TX-RX. Aplicando el modelo de pérdidas de propagación CI para LoS, las pérdidas en el enlace son:

$$PL^{CI}[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 38 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 1,8 \cdot \log_{10}(5) = 76,6 \text{ dB} \quad (43)$$

Por lo que la **$P_D = -45,6 \text{ dBm}$** .

- **F.** Para la frecuencia de trabajo la ganancia del preamplificador es de 23 dB, por lo que la **$P_F = -22,6 \text{ dBm}$** .
- **G.** Para cumplir los límites de potencia de entrada existentes en el multiplicador, de entre 10 y 13 dBm, la potencia de salida del generador se fija a la mínima posible **$P_G = 10 \text{ dBm}$** .
- **H.** Debido a que la ganancia del multiplicador es de 2 dB, a la salida del multiplicador se tienen 12 dBm de potencia. Debido a que la entrada de OL del *downconverter* soporta como máximo 4 dBm, se introduce un atenuador de 10 dB, obteniendo así una **$P_H = 2 \text{ dBm}$** .
- **I.** El módulo *downconverter* presenta pérdidas para la frecuencia de 38 GHz de 15 dB. Por tanto, la potencia de salida del módulo, teniendo en cuenta la P_F de entrada, será **$P_I = -37,6 \text{ dBm}$** .
- **J.** De acuerdo a la sensibilidad de -50 dBm por parte del osciloscopio indicada, la ganancia del módulo amplificador se puede ajustar al mínimo de 5 dB, ya que así la **$P_J = -42,6 \text{ dBm}$** , que resulta suficiente para obtener la calidad deseada en cuanto a señal en dicho punto.

8.4. Determinación de la distancia máxima entre equipos, en función de la sensibilidad del osciloscopio

Una vez planteados varios casos de prueba, donde se observa el buen comportamiento del sistema en cada una de las etapas, se procede a determinar la distancia máxima a la que se podrían realizar medidas, siempre cumpliendo la sensibilidad exigida previa al osciloscopio de -50 dBm. Para dicho cometido, se realizan los cálculos para situaciones NLoS, ya que para el caso que exista línea de visión directa, LoS, las pérdidas en el medio son menores y por tanto la distancia siempre va a resultar mayor a la calculada para NLoS.

Caso de prueba a 28 GHz para una situación NLoS en InH

Para realizar dicho análisis, se conoce de los casos anteriores que, para 28 GHz, la PIRE del TX es de 28 dBm, junto con la sensibilidad exigida en el osciloscopio. Con dicha información y los requerimientos de cada módulo, se puede determinar la máxima distancia para satisfacer el requisito en sensibilidad. Para ello, se aplican las ganancias máximas de los módulos de ganancia RF y ganancia FI para 28 GHz.

En bornes de la antena se tiene, por tanto:

$$S_{RX}[\text{dBm}] = -50 \text{ dBm} - 36 \text{ dB} + 12 \text{ dB} - 23 \text{ dB} - 3 \text{ dB} = -100 \text{ dBm} \quad (44)$$

Siendo 23 dB la ganancia máxima del módulo de amplificación RF y 36 dB la del módulo de amplificación FI, 12 dB las pérdidas del módulo *downconverter* y 3 la ganancia de la antena. Se obtiene que la potencia necesaria que captan las antenas debe ser mayor o igual a -100 dBm, para asegurar cumplir la sensibilidad en el osciloscopio.

Las pérdidas totales en el medio pueden ser de hasta 128 dB, teniendo en cuenta la potencia necesaria en el RX y la transmitida por el TX. Por ello, se aplica de nuevo el modelo utilizado CI, y se determina la distancia para la cual se obtienen esas pérdidas.

$$PL^{CI}[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 28 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 3 \cdot \log_{10}(l) = 128 \text{ dB} \quad (45)$$

Despejando l en (45) y calculando, la distancia máxima para una situación NLoS en interiores y una frecuencia de trabajo de 28 GHz es de **166,15 metros**.

Caso de prueba a 38 GHz para una situación NLoS en InH

Para realizar dicho análisis, se conoce de los casos anteriores que, para 38 GHz, la PIRE del TX es de 28 dBm, junto con la sensibilidad exigida en el osciloscopio. Con dicha información y los requerimientos de cada módulo, se puede determinar la máxima distancia para satisfacer el requisito en sensibilidad. Para ello, se aplican las ganancias máximas de los módulos de ganancia RF y ganancia FI para 38 GHz.

En bornes de la antena se tiene, por tanto:

$$S_{RX}[dBm] = -50 \text{ dBm} - 36 \text{ dB} + 15 \text{ dB} - 25,4 \text{ dB} - 3 \text{ dB} = -99,4 \text{ dBm} \quad (46)$$

Siendo 25,4 dB la ganancia máxima del módulo de amplificación RF y 36 dB la del módulo de amplificación FI, 15 dB las pérdidas del módulo *downconverter* y 3 la ganancia de la antena. Se obtiene que la potencia necesaria que captan las antenas debe ser mayor o igual a -99,4 dBm, para asegurar cumplir la sensibilidad en el osciloscopio.

Las pérdidas totales en el medio pueden ser de hasta 127,4 dB, teniendo en cuenta la potencia necesaria en el RX y la transmitida por el TX. Por ello, se aplica de nuevo el modelo utilizado CI, y se determina la distancia para la cual se obtienen esas pérdidas.

$$PL^{CI}[dB] = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 38 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 3,2 \cdot \log_{10}(l) = 127,4 \text{ dB} \quad (47)$$

Despejando l en (47) y calculando, la distancia máxima para una situación NLoS en interiores y una frecuencia de trabajo de 38 GHz es de **95,5 metros**.

8.5. Determinación de la distancia máxima entre equipos, en función de la SNR objetivo

Para determinar las restricciones en este aspecto, se aplican las expresiones presentadas anteriormente, al inicio del capítulo, para el cálculo de la temperatura de ruido equivalente del receptor y determinar así su nivel de ruido a la entrada y por consiguiente la sensibilidad mínima exigida que cumpla la SNR fijada.

Se realizará para dos casos, uno para frecuencia de 28 GHz y otro para 38 GHz.

Caso de prueba a 28 GHz

En este caso, la ganancia del amplificador de RF (g_{LNA}) es de 23 dB y para la ganancia del módulo FI se escoge la máxima de 36 dB ya que es la más favorable, conllevando un nivel de ruido menor y que permite calcular la distancia máxima permitida. Con todo ello, se calcula en primer lugar la figura de ruido equivalente del receptor de la **Figura 50**.

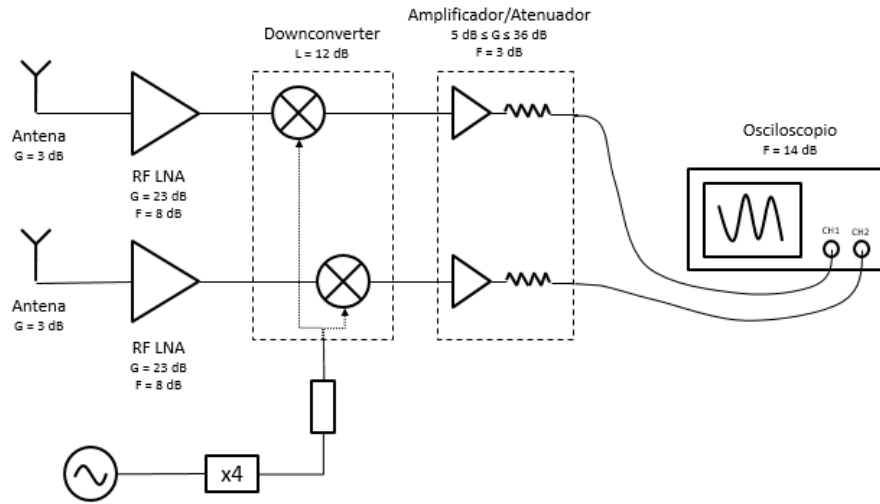


Figura 50. Esquema del receptor para 28 GHz

$$f_{RX} = f_{LNA} + \frac{l_{down} - 1}{g_{LNA}} + \frac{f_{ampIF} - 1}{g_{LNA}} \cdot l_{down} + \frac{f_{osc} - 1}{g_{LNA} \cdot g_{ampIF}} \cdot l_{down} \quad (48)$$

$$f_{RX} = 10^{\frac{8}{10}} + \frac{10^{\frac{12}{10}} - 1}{10^{\frac{23}{10}}} + \frac{10^{\frac{3}{10}} - 1}{10^{\frac{23}{10}}} \cdot 10^{\frac{12}{10}} + \frac{10^{\frac{14}{10}} - 1}{10^{\frac{23}{10}} \cdot 10^{\frac{36}{10}}} \cdot 10^{\frac{12}{10}} \quad (49)$$

$$f_{RX} = 8,1 \text{ dB} \quad (50)$$

Por lo que teniendo en cuenta la temperatura de antena indicada anteriormente de 290 K, para una antena omnidireccional e instalada en un entorno interior, y una temperatura ambiente de 290 K, aplicando la expresión de la temperatura equivalente (40), la total del sistema será la siguiente.

$$T_s = T_a + T_0 \cdot (f_{RX} - 1) = 290 + 290 \cdot (10^{\frac{8,1}{10}} - 1) = 1.872,4 \text{ K} \quad (51)$$

Debido a que las medidas se desarrollaran para un ancho de banda de 500 MHz, existen dos posibilidades para evaluar el ruido en dicha banda.

- **Consideración de banda ancha.**

En este caso, se considera el caso más real y que mejor se adapta al tipo de medidas que se plantean realizar mediante la consideración de la utilización del

TX como un sondeador de canal, debido a la sencillez del equipo. Por ello conviene considerar la señal transmitida como de banda ancha extendiéndose para todo el ancho de banda medible, por ejemplo, 500 MHz. Con esto se tiene que el nivel de ruido aplicable sería justamente para ese ancho de banda de 500 MHz, para toda la banda de señal.

Por ello, se plantea el cálculo de las distancias máximas permitidas para este caso y para ello se determina el nivel de ruido a la entrada del receptor.

$$N_s = k \cdot T_s \cdot B = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 1.872,4 \cdot 500 \cdot 10^6 \quad (52)$$

$$= 1.29 \cdot 10^{-11} W$$

El nivel de ruido a la entrada del sistema es de $-78,9$ dBm. Por lo que para cumplir los requisitos de SNR de 20 dB, el valor mínimo de señal necesaria a la entrada del receptor será de:

$$S_{min} \text{ [dBm]} = SNR + N_s = -58,9 \text{ dBm} \quad (53)$$

Teniendo en cuenta la sensibilidad objetivo para cumplir la SNR exigida, se procede a calcular la distancia máxima a la que se podría situar los equipos disponibles. Para ello se distingue entre situaciones LoS y NLoS, y se aplica el modelo de propagación CI para la estimación de la distancia. Las pérdidas máximas permitidas en enlace serán de 89,9 dB, debido a que la PIRE de 28 dBm y la ganancia de antena en RX de 3 dB.

○ LoS

Para el caso LoS, se aplica la *PLE* para el modelo CI registrada en [40], tras numerosas campañas de medidas en interiores para dicha frecuencia.

$$PL^{CI}[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 28 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 1,8 \cdot \log_{10}(l) \quad (54)$$

$$= 89,9 \text{ dB}$$

Despejando l en (54) y calculando, la distancia máxima para una situación LoS en interiores y una frecuencia de trabajo de 28 GHz es de **38,4 metros**.

○ NLoS

Para el caso NLoS, se aplica la *PLE* para el modelo CI registrada en [47], tras numerosas campañas de medidas en interiores para dicha frecuencia.

$$PL^{CI}[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 28 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 3 \cdot \log_{10}(l) \quad (55)$$

$$= 89,9 \text{ dB}$$

Despejando l en (55) y calculando, la distancia máxima para una situación NLoS en interiores y una frecuencia de trabajo de 38 GHz es de **8,9 metros**.

Para medidas en interiores, la distancia LoS es más que suficiente, ya que permitiría establecer un enlace LoS en el banco de medidas del laboratorio que no requiere más de 5-10 metros e incluso se podría extender la campaña de medidas a realizar una prueba en un pasillo o en un hall, teniendo en cuenta esta distancia. Sin embargo, para NLoS, resulta muy restrictiva bajo este caso. Además de estos resultados se extrae la idea de que no se podría extrapolar las medidas a entornos exteriores mediante esta hipótesis.

- **Consideración de banda estrecha.**

Otra casuística a estudiar es la aproximación mediante banda estrecha. Esta resulta una posibilidad debido a que mediante el procesamiento posterior de las medidas se puede pasar a banda estrecha. Esta adaptación resulta posible aplicando un filtrado que permitiría reducir considerablemente el ancho de ruido al tomar señales de banda estrecha de alrededor de 10 kHz. De este modo, se consideraría un barrido de señal a lo largo del ancho de banda fijado de por ejemplo 500 MHz, mediante señales de 10 kHz, con lo que la comparación de cada señal de banda estrecha con el ruido asociado a esa banda resulta más favorable, permitiendo valores de SNR mayores para cada señal procesada que para todo el ancho de banda.

Con estas premisas, se plantea de nuevo el cálculo de las distancias máximas permitidas para este caso, teniendo en cuenta principalmente la variación de la banda de ruido tenida en cuenta. De igual manera que anteriormente, el nivel de ruido a la entrada del receptor es de:

$$N_s = k \cdot T_s \cdot B = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 1.872,4 \cdot 10 \cdot 10^3 \quad (56)$$

$$= 2.58 \cdot 10^{-16} \text{ W}$$

El nivel de ruido a la entrada del sistema es de $-125,9 \text{ dBm}$. Por lo que para cumplir los requisitos de SNR de 20 dB, el valor mínimo de señal necesaria a la entrada del receptor será de:

$$S_{min} [\text{dBm}] = SNR + N_s = -105,9 \text{ dBm} \quad (57)$$

Teniendo en cuenta la sensibilidad objetivo para cumplir la SNR exigida, se procede a calcular la distancia máxima a la que se podría situar los equipos disponibles. Para ello se distingue de nuevo entre situaciones LoS y NLoS, y se aplica el modelo de propagación CI para la estimación de la distancia. De igual manera, se mantiene una PIRE de 28 dBm, y una ganancia de antena en RX de 3 dB, por lo que las pérdidas máximas en el enlace deben ser de 136,9 dB.

○ LoS

Para el caso LoS, se aplica la *PLE* para el modelo CI registrada en [40], tras numerosas campañas de medidas en interiores para dicha frecuencia.

$$\begin{aligned} PL^{CI}[\text{dB}] &= 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 28 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 1,8 \cdot \log_{10}(l) \\ &= 136,9 \text{ dB} \end{aligned} \quad (58)$$

Despejando l en (58) y calculando, la distancia máxima para una situación LoS en interiores y una frecuencia de trabajo de 28 GHz es de **16,5 kilómetros**.

○ NLoS

Para el caso NLoS, se aplica la *PLE* para el modelo CI registrada en [47], tras numerosas campañas de medidas en interiores para dicha frecuencia.

$$\begin{aligned} PL^{CI}[\text{dB}] &= 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 28 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 3 \cdot \log_{10}(l) \\ &= 136,9 \text{ dB} \end{aligned} \quad (59)$$

Despejando l en (59) y calculando, la distancia máxima para una situación NLoS en interiores y una frecuencia de trabajo de 38 GHz es de **339 metros**.

En ambos casos, las distancias resultan suficientes para las medidas en interiores y además permite ver que las medidas resultan escalables a entornos exteriores donde se pueden conseguir distancias más grandes y poder así cubrir mayor número de entornos. Conviene destacar que se trata únicamente de una estimación a gran escala, ya que como se puede ver la distancia LoS para 28 GHz es muy grande pero obviamente en la práctica no sería posible mantener las condiciones LoS en distancias tan largas, conviene tomar estos cálculos como cotas.

Caso de prueba a 38 GHz

En este caso, la ganancia del amplificador de RF (g_{LNA}) es de 25,3 dB y para la ganancia del módulo FI se escoge la máxima de 36 dB ya que es la más favorable, conllevando un nivel de ruido menor y que permite calcular la distancia máxima permitida. Con todo ello, se calcula en primer lugar la figura de ruido equivalente del receptor de la **Figura 51**.

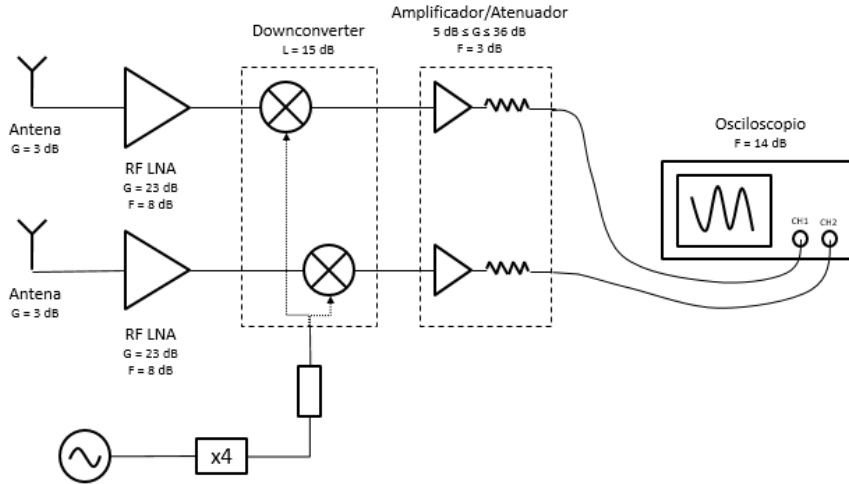


Figura 51. Esquema del receptor para 38 GHz

$$f_{RX} = f_{LNA} + \frac{l_{down} - 1}{g_{LNA}} + \frac{f_{ampIF} - 1}{g_{LNA}} \cdot l_{down} + \frac{f_{osc} - 1}{g_{LNA} \cdot g_{ampIF}} \cdot l_{down} \quad (60)$$

$$f_{RX} = 10^{\frac{8}{10}} + \frac{10^{\frac{15}{10}} - 1}{10^{\frac{25,4}{10}}} + \frac{10^{\frac{3}{10}} - 1}{10^{\frac{25,4}{10}}} \cdot 10^{\frac{15}{10}} + \frac{10^{\frac{14}{10}} - 1}{10^{\frac{25,4}{10}} \cdot 10^{\frac{36}{10}}} \cdot 10^{\frac{15}{10}} \quad (61)$$

$$f_{RX} = 8 \text{ dB} \quad (62)$$

Por lo que teniendo en cuenta la temperatura de antena indicada anteriormente de 290 K, para una antena omnidireccional e instalada en un entorno interior, y una temperatura ambiente de 290 K, aplicando la expresión de la temperatura equivalente (40), la total del sistema será la siguiente.

$$T_s = T_a + T_0 \cdot (f_{RX} - 1) = 290 + 290 \cdot \left(10^{\frac{8}{10}} - 1\right) = 1.829,8 K \quad (63)$$

Debido a que las medidas se desarrollaran para un ancho de banda de 500 MHz, existen dos posibilidades para evaluar el ruido en dicha banda al igual que para 28 GHz.

- **Consideración de banda ancha.**

De acuerdo al razonamiento planteado anteriormente para el caso de 28 GHz, se calcula el nivel de ruido a la entrada del receptor para un ancho de banda de 500 MHz.

$$N_s = k \cdot T_s \cdot B = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 1.829,8 \cdot 500 \cdot 10^6 = 1,26 \cdot 10^{-11} W \quad (64)$$

El nivel de ruido a la entrada del sistema es de -79 dBm. Por lo que para cumplir los requisitos de SNR de 20 dB, el valor mínimo de señal necesaria a la entrada del receptor será de:

$$S_{min} [dBm] = SNR + N_s = -59 \text{ dBm} \quad (65)$$

Teniendo en cuenta la sensibilidad objetivo para cumplir la SNR exigida, se procede a calcular la distancia máxima a la que se podría situar los equipos disponibles. Para ello se distingue de nuevo entre situaciones LoS y NLoS, y se aplica el modelo de propagación CI para la estimación de la distancia. De igual manera, se mantiene una PIRE de 28 dBm, y una ganancia de antena en RX de 3 dB, por lo que las pérdidas máximas en el enlace deben ser de 90 dB.

- **LoS**

Para el caso LoS, se aplica la *PLE* para el modelo CI registrada en [40], tras numerosas campañas de medidas en interiores para dicha frecuencia.

$$PL^{CI}[dB] = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 38 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 1,8 \cdot \log_{10}(l) = 90 \text{ dB} \quad (66)$$

Despejando l en (66) y calculando, la distancia máxima para una situación LoS en interiores y una frecuencia de trabajo de 38 GHz es de **27,7 metros**.

○ NLoS

Para el caso NLoS, se aplica la *PLE* para el modelo CI registrada en [47], tras numerosas campañas de medidas en interiores para dicha frecuencia.

$$\begin{aligned} PL^{CI}[\text{dB}] &= 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 38 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 3,2 \cdot \log_{10}(l) \\ &= 90 \text{ dB} \end{aligned} \quad (67)$$

Despejando l en (67) y calculando, la distancia máxima para una situación NLoS en interiores y una frecuencia de trabajo de 38 GHz es de **6,5 metros**.

Para medidas en interiores, la distancia LoS es más que suficiente, ya que permitiría establecer un enlace LoS en el banco de medidas del laboratorio que no requiere más de 5-10 metros e incluso se podría extender la campaña de medidas a realizar una prueba en un pasillo o en un hall, teniendo en cuenta esta distancia. Sin embargo, para NLoS, resulta muy restrictiva bajo este caso. Además de estos resultados se extrae la idea de que no se podría extrapolar las medidas a entornos exteriores mediante esta hipótesis.

- **Consideración de banda estrecha.**

De acuerdo al razonamiento planteado anteriormente para el caso de 28 GHz, se calcula el nivel de ruido a la entrada del receptor para un ancho de banda de 10 kHz.

$$\begin{aligned} N_s &= k \cdot T_s \cdot B = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 1.829,8 \cdot 10 \cdot 10^3 \\ &= 2,52 \cdot 10^{-16} \text{ W} \end{aligned} \quad (68)$$

El nivel de ruido a la entrada del sistema es de -126 dBm . Por lo que para cumplir los requisitos de SNR de 20 dB, el valor mínimo de señal necesaria a la entrada del receptor será de:

$$S_{min} [\text{dBm}] = SNR + N_s = -106 \text{ dBm} \quad (69)$$

Teniendo en cuenta la sensibilidad objetivo para cumplir la SNR exigida, se procede a calcular la distancia máxima a la que se podría situar los equipos disponibles. Para ello se distingue entre situaciones LoS y NLoS, y se aplica el modelo de propagación CI para la estimación de la distancia. Las pérdidas máximas permitidas en enlace serán de 137 dB, debido a que la PIRE de 28 dBm y la ganancia de antena en RX de 3 dB.

○ LoS

Para el caso LoS, se aplica la *PLE* para el modelo CI registrada en [40], tras numerosas campañas de medidas en interiores para dicha frecuencia.

$$PL^{CI}[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 38 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 1,8 \cdot \log_{10}(l) \quad (70)$$

$$= 137 \text{ dB}$$

Despejando l en (70) y calculando, la distancia máxima para una situación LoS en interiores y una frecuencia de trabajo de 38 GHz es de **11,3 kilómetros**.

○ NLoS

Para el caso NLoS, se aplica la *PLE* para el modelo CI registrada en [47], tras numerosas campañas de medidas en interiores para dicha frecuencia.

$$PL^{CI}[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 38 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right) + 10 \cdot 3,2 \cdot \log_{10}(l) \quad (71)$$

$$= 137 \text{ dB}$$

Despejando l en (71) y calculando, la distancia máxima para una situación NLoS en interiores y una frecuencia de trabajo de 38 GHz es de **190,6 metros**.

En ambos casos, las distancias resultan suficientes para las medidas en interiores y además permite ver que las medidas resultan escalables a entornos exteriores donde se pueden conseguir distancias más grandes y poder así cubrir mayor número de entornos. Conviene destacar que se trata únicamente de una estimación a gran escala, ya que como se puede ver la distancia LoS para 38 GHz es muy grande pero obviamente en la práctica no sería posible mantener las condiciones LoS en distancias tan largas, conviene tomar estos cálculos como cotas.

A modo de reflexión final tras el análisis aplicado tanto en banda ancha como en banda estrecha, se puede observar que la distancia es restrictiva en el caso de procesar todo el ancho de banda, pero que, si se aplican técnicas de procesamiento para evaluar la SNR en anchos de banda más pequeños, permite abarcar distancias considerablemente grandes, suficientes para llevar a cabo campañas en el entorno de la Universidad.

9. Realización de simulaciones de canal

El objetivo de este capítulo es lograr obtener conclusiones acerca del comportamiento del canal 5G, analizando estadísticamente el canal para la utilización de ondas milimétricas.

Tras la presentación en el capítulo 5 del estado del arte de los diferentes modelos de canal, se ha considerado emplear como referencia para el estudio el modelo propuesto por la Universidad de Nueva York, que se trata de un modelo de canal estadístico espacial 3D (SSCM). Debido a la proactividad del equipo investigador de la Universidad de Nueva York y que han llevado a cabo campañas de medidas en varios rangos de frecuencias dentro de las bandas milimétricas, el modelo de canal que han desarrollado es uno de los más destacados a estas alturas del desarrollo de la tecnología 5G y al que además se tiene acceso de forma abierta a su código [77].

El modelo de canal estadístico espacial desarrollado y presentado aquí, utiliza clústeres temporales y lóbulos espaciales como aproximación para modelar el canal en frecuencias milimétricas, y cuyas raíces provienen de las campañas de medidas que llevó a cabo el mismo organismo en diferentes condiciones.

Un clúster temporal representa un conjunto de componentes multitrayecto que llegan próximas en el tiempo desde direcciones angulares arbitrarias, mientras un lóbulo espacial representa las direcciones de llegada principales donde varios clústeres temporales pueden llegar con diferentes retardos temporales.

En el modelo 3GPP, un trayecto se define como una copia multitrayecto retardada de la señal transmitida, que se subdivide en 20 componentes cuyos retardos son idénticos, donde cada componente multitrayecto en el canal es una parte del CIR. El modelo WINNER define un clúster como un trayecto difuso en el espacio, tanto en el dominio temporal como angular, y se subdivide en 20 rayos, donde los dos clústeres más fuertes se subdividen a su vez en tres sub-clústeres con offset de retardo de 0, 5 y 10 ns. En el modelo COST2100, el retardo temporal de una componente multitrayecto es la suma de tres retardos: estación base-dispersor, terminal-dispersor y el retardo del clúster. Sin embargo, las campañas de medidas llevadas a cabo en frecuencias milimétricas para resoluciones temporales de 2.5 ns y anchos de haz estrechos de entre 7° y 10° por la Universidad de Nueva York, indican que los clústeres temporales están compuestos de muchos sub-trayectos con diferentes retardos aleatorios. Por lo tanto, este acercamiento ofrece una mejora de los modelos existentes desarrollados para frecuencias bajas y anchos de banda inferiores.

9.1. Descripción del modelo

El modelo estadístico de canal recrea respuestas al impulso omnidireccionales $h(t, \Theta, \Phi)$ donde t representa el retardo temporal, $\Theta = (\vartheta, \varphi)_{TX}$ representa el vector de ángulos azimut y elevación de los AoD y $\Phi = (\vartheta, \varphi)_{RX}$ representa el vector de ángulos azimut y elevación de los AoA.

Por tanto, la respuesta al impulso del canal es función tanto del tiempo como de los ángulos azimut y elevación de los AoD y AoA, permitiendo así simulaciones realistas para transmisiones directivas para el TX y el RX.

La respuesta al impulso se puede escribir mediante la siguiente expresión.

$$h(t, \Theta, \Phi) = \sum_{l_1=1}^{L_{AoD}} \sum_{l_2=1}^{L_{AoA}} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M_n} a_{m,n,l_1,l_2} \cdot e^{j\varphi_{m,n}} \cdot \delta(t - \tau_{m,n}) \cdot \delta(\Theta - \Theta_{l_1}) \cdot \delta(\Phi - \Phi_{l_2}) \quad (72)$$

Donde:

L_{AoD} y L_{AoA} : número de lóbulos espaciales tipo AOD y AOA

N : número de clústeres temporales

M_n : número de componentes en un clúster temporal n

a_{m,n,l_1,l_2} : amplitud de la componente m perteneciente al clúster temporal n del lóbulo l_1 AOD y del lóbulo l_2 AOA

$\varphi_{m,n}$ y $\tau_{m,n}$: fase y tiempo de propagación de la componente m perteneciente al clúster temporal n , respectivamente.

Θ_{l_1} y Φ_{l_2} : azimut y elevación AoDs y AoAs de los lóbulos l_1 y l_2 , respectivamente.

En este modelo de canal, cada componente multitrayecto es asignada a una combinación conjunta de lóbulos AoD-AoA.

El modelo estadístico de canal produce los espectros de potencia conjunto de AoD-AoA en azimut y elevación en 3D, en base a las experimentaciones de campo. La distribución espacial de la potencia se obtiene elevando al cuadrado $h(t, \Theta, \Phi)$ e integrando sobre el tiempo, tal y como se indica a continuación:

$$P(\Theta, \Phi) = \int_0^\infty |h(t, \Theta, \Phi)|^2 dt \quad (73)$$

Donde $h(t, \Theta, \Phi)$ es la respuesta al impulso del canal descrita anteriormente en (72)

Aproximación clúster temporal – lóbulo espacial

Las componentes temporal y espacial del sistema de modelado de canal estadístico espacial (SSCM) planteado son modeladas por el clúster temporal y el lóbulo espacial respectivamente, que reproducen fielmente los PDPs omnidireccionales y el espectro de potencia.

Las agrupaciones temporales y los lóbulos espaciales pueden extraerse rápido de las medidas de propagación para elaborar un modelo estadístico de canal, incluyendo simples extensiones a los modelos actuales 3GPP y WINNER que expliquen los retardos de los sub-trayectos y los niveles de potencia.

Los parámetros clave de entrada para el modelo son identificados como estadísticos primarios que incluyen el número de clústeres y el nivel de potencia de ellos. Los estadísticos secundarios describen los principales resultados como el valor RMS de la dispersión del retardo o angular.

Debido a que la caracterización estadística del canal se basa en una aproximación clúster temporal – lóbulo espacial (*time cluster – spatial lobe*), resulta importante en un primer lugar definir lo que se entiende por cada uno de los términos más en detalle.

- *Time cluster*

Una agrupación temporal modela un grupo de componentes multitrayecto que viajan próximas en el tiempo y que llegan desde direcciones potencialmente distintas en un pequeña ventana de tiempo, tal y como se aprecia en la **Figura 52**.

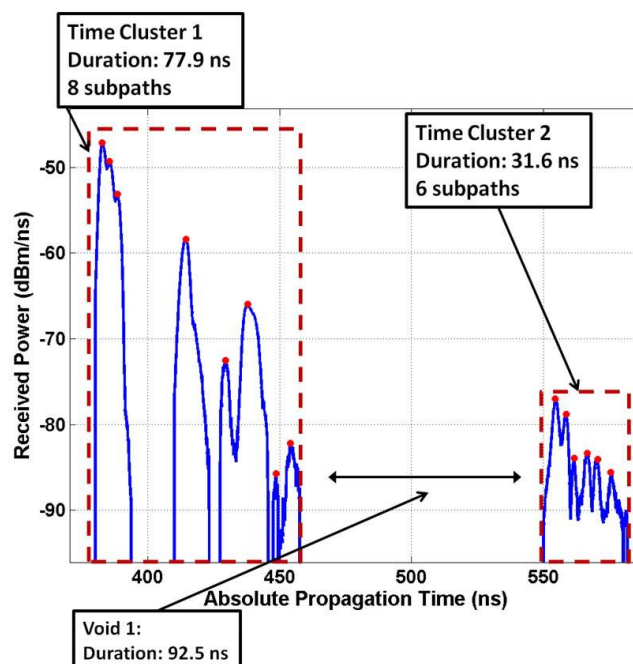


Figura 52. Representación de un *time cluster* [76]

Para una representación precisa de un *time cluster* son necesarios los siguientes parámetros.

- El tiempo absoluto de llegada (*absolute time of arrival*) al receptor
- Los ángulos de azimut/elevación de salida (*azimuth/elevation angles of departure*)
- Las dispersiones de azimut/elevación de salida (*azimuth/elevation spreads of departure*)
- Los ángulos de azimut/elevación de llegada (*azimuth/elevation angles of arrival*)
- Las dispersiones de azimut/elevación de llegada (*azimuth/elevation angles of arrival*).

El esquema de partición de los clústeres temporales afecta en gran medida a los parámetros estadísticos temporales del canal resultantes, como son el número de clústeres temporales en un PDP omnidireccional y el número de componentes de cada clúster. Es por ello, que se define una variable importante dentro del modelo de canal como es el *inter-cluster void interval*, que se trata de un intervalo fijado para segmentar los PDPs omnidireccionales en función de su momento de llegada, donde componentes multitrayecto consecutivas que ocurren en un intervalo por debajo de valor *inter-cluster void interval* se considera que pertenecen al mismo clúster. En función de las experimentaciones, la Universidad de Nueva York establece como recomendación fijar en 25 ns el valor mínimo del *inter-cluster void interval*.

Para su determinación se buscó que el valor del *inter-cluster void interval* encajase con los datos medidos y que tuviera sentido desde un punto de vista físico, es decir, porque las componentes multitrayecto tienden a llegar en clústeres con diferentes retardos desde numerosas direcciones angulares, más probable debido los espacios libres entre reflectores. Por tanto, el valor determinado de 25 ns es razonable, si se tiene en cuenta que en las grandes urbes las calles más estrechas suelen ser de al menos 8 metros, distancia para la cual el retardo de propagación coincide con dicho valor.

Cabe destacar que el número de clústeres en un PDP omnidireccional está inversamente correlada con el número de componentes del clúster, ya que, si el mínimo *inter-cluster void interval* aumenta, el número de clústeres en un PDP debe ser menor, por tanto, el número de componentes por clúster debe aumentar. En el caso de que el valor del intervalo disminuya se produce justamente lo contrario.

- *Spatial lobe*

Un lóbulo espacial representa un pequeño y continuo rango de ángulos tanto en el RX como en el TX donde la energía llega en el caso de RX o se transmite en el caso de TX tanto en azimut como en elevación, tal y como se aprecia en la **Figura 53**.

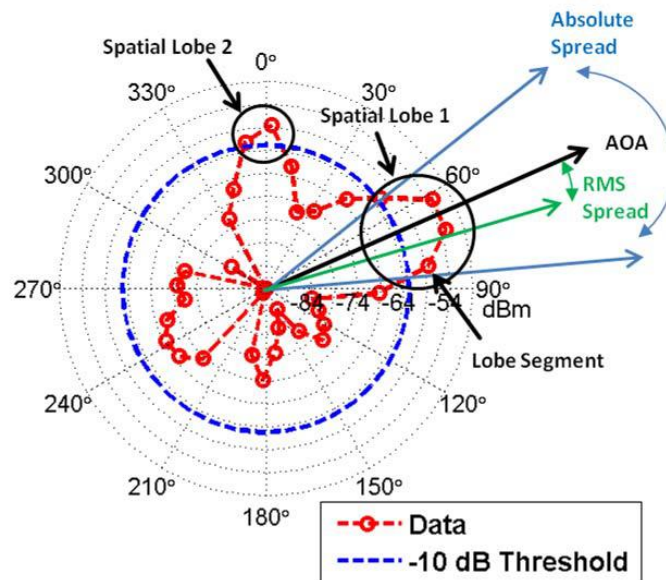


Figura 53. Representación de un *spatial lobe* [76]

Para una representación precisa de un *spatial lobe* son necesarios los siguientes parámetros:

- Ángulos de azimut/elevación de salida
- Dispersiones de azimut/elevación en el transmisor
- Ángulos de azimut/elevación de llegada
- Dispersión de azimut/elevación en el receptor.

Cabe destacar que la distribución espacial tridimensional de la potencia direccional recibida recogida en las experimentaciones [34], fue reconstruida en [76], mediante la interpolación lineal de segmentos de nivel de potencia adyacentes en azimut y elevación con una resolución 1° y la extracción de los estadísticos angulares 3D.

Se empleó un umbral de -10 dB por debajo de la potencia de pico máxima en el espectro de potencia 3D en situaciones LoS y NLoS, donde todos los segmentos por debajo de ese umbral fueron ignorados para el procesamiento posterior. Este hecho, se puede observar claramente en la **Figura 53** donde existen dos lóbulos espaciales con 2 y 4 componentes, ya que el resto de datos se encuentran por debajo del umbral y son ignoradas.

9.2. Estudio del comportamiento del canal 5G de acuerdo al software de la Universidad de Nueva York

9.2.1. Consideraciones previas

Teniendo en cuenta las características del programa diseñado por la Universidad de Nueva York, este cubre situaciones tanto LoS y NLoS y escenarios UMi y UMa, presentados anteriormente en el capítulo 4, por lo que se desarrollan casos adaptados a esto. Debido al tipo de celdas planteadas de cara a 5G por su tamaño y composición, se considera más veraz realizar simulaciones para escenarios UMi, por encima de UMa y RMa, que son las opciones que proporciona el software. Por ello, en las sucesivas simulaciones el escenario escogido será UMi, ya que el radio de celda suele rondar los 100 metros y los TX se instalan en alturas entre 3 y 20 metros, lo que permite cubrir casos como cañones urbanos y plazas abiertas, es decir, situaciones muy recurrentes dentro de nuestras ciudades.

En cuanto a las antenas utilizadas en transmisión y recepción, por simplicidad se considera utilizar en todas las simulaciones los mismos anchos de haz. Como base, se apuesta por antenas de alta directividad por lo que tanto para el TX como el RX, se fija un ancho de apertura del haz en azimut y elevación de 10° . Para simplificar, el número de emplazamientos del RX será uno y se cubrirá de manera general situaciones MIMO 2x2, incorporando así 2 elementos tanto en el TX como en el RX y se aprovechará para comparar con casos SISO. La separación entre elementos será típicamente de 0.5 lambdas, ya que se trata de arrays pequeños, los cuales ya están siendo desarrollados en la actualidad para este cometido.

Las bandas de frecuencias propuestas actualmente, como se ha visto en capítulos anteriores, son muy diversas. Es por ello, que no en toda la banda de frecuencias el comportamiento es el mismo y resulta interesante comparar entre ellas, para determinar cuál puede resultar más interesante dentro de esa amplia gama. Principalmente, se procederá a evaluar el canal para aquellas frecuencias que se encuentran propuestas para estudio por la UIT y poder así sacar conclusiones.

En cuanto a las condiciones atmosféricas, salvo para un caso extremo que se buscará representar el comportamiento del canal sometido a condiciones extraordinarias, en los otros se mantendrán sin cambios. De acuerdo, a que el banco de medidas diseñado se ubica en Madrid, se escogen los valores medios para la capital de España para humedad (55%), temperatura (16.6°C), presión atmosférica (1015 mbar) y ausencia de lluvia [88].

Para la distancia entre el transmisor y receptor, como datos de entrada se selecciona el rango de distancia mínima y máxima a la que pueden estar ubicados ambos equipos. La distancia entre equipos resultante en el perfil de potencia obtenido de la

simulación, varía de manera aleatoria de la misma manera que las componentes y se ve influenciada por esos límites superiores e inferiores de entrada. Esto se produce ya que se trata de realizaciones de escenarios individuales, por lo que para cada simulación se representan gráficamente un TX y un RX de manera aleatoria a una distancia que es la que se indica en cada simulación y para la que se evalúa el canal. Cabe destacar que, si evalúa el canal para más de un RX, se fija un TX y en el mismo entorno un número finito de RXs a una distancia distinta cada uno y se evalúa el canal para cada RX, aunque obviamente se verá influenciado por los otros.

Para cada simulación se obtendrán los siguientes gráficos:

- Perfil de potencia con las componentes multitrayecto y principales resultados de propagación.
- Diagrama de potencia espectral 3-D para AoD y AoA.

Además, se presentará una tabla con las principales métricas de interés para cada componente multitrayecto:

- Retardo, potencia y fase.
- Ángulos de azimut y elevación para AoA y AoD.
- Potencia recibida en el RX.

Mediante el análisis de todos estos datos se extraerán conclusiones del comportamiento del canal SSCM, para cada caso bajo estudio y la comparación respecto a variaciones introducidas en alguno de los parámetros base.

9.2.2. Simulación de canal a 28 GHz

Para este caso, se mantiene fija la frecuencia a 28 GHz, mientras que lo que se irá variando serán diferentes parámetros para evaluar el canal en diferentes situaciones, configuraciones de antena y condiciones atmosféricas.

Simulación de un entorno LoS

El primer paso es fijar los parámetros de entrada básicos para determinar la simulación que se va a realizar, recogidos en la **Tabla 5**. Para esta simulación se han seguido las directrices indicadas en las consideraciones previas, donde cabe destacar que para las antenas se escoge utilizar un array direccional en ambos extremos, con el mínimo número de elementos que permite realizar medidas MIMO, es decir con aperturas de 10° y 2 elementos, siendo la separación entre los mismos típicamente de 0.5λ .

Para un mayor conocimiento del canal se evaluará para distancias desde los 10 a los 500 metros, teniendo en cuenta los rangos máximos planteados anteriormente.

Tabla 5. Parámetros de entrada para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2

Parámetros de canal		Parámetros de antena	
Frecuencia	28 GHz	Tipo de array TX	ULA
Ancho de banda RF	500 MHz	Número de elementos de antena TX	2
Escenario	UMi	Separación entre antenas TX	0.5λ
Entorno	LoS	Tipo de array RX	ULA
Separación mínima TX-RX	10 m	Número de elementos de antena RX	2
Separación máxima TX-RX	500 m	Separación entre antenas RX	0.5λ
Potencia transmitida	28 dBm	Antena TX HPBW azimuth	10°
Número de localizaciones del RX	1	Antena TX HPBW elevación	10°
Presión atmosférica	1015 mbar	Antena RX HPBW azimuth	10°
Humedad	55%	Antena RX HPBW elevación	10°
Temperatura	16,6°	Número de elementos de antena por fila TX	1
Tasa de lluvia	0 mm/h	Número de elementos de antena por fila RX	1
Polarización	Co-Pol		
Pérdidas por vegetación	0.5 dB/m		
Distancia dentro de la vegetación	0		

De acuerdo al canal y antenas definidos, se obtienen los siguientes resultados, por un lado, datos acerca del PDP que se reflejan en la tabla y las figuras anteriormente citadas elaboradas a partir de dichos resultados.

En la **Tabla 6** se recogen las principales métricas de cada componente multitrayecto. Conviene clarificar que representa cada columna de manera previa: *path*

delay es el tiempo absoluto de propagación de cada componente multitrayecto, *path power* es la potencia recibida en el RX para cada componente, *phase* se trata de la fase de cada componente, *AoA* y *AoD* para cada componente tanto en azimut como en elevación y *RMS delay spread* es el valor RMS de la dispersión del retardo del PDP omnidireccional.

Tabla 6. Resultados de las componentes multitrayecto para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2.

Time Delay (ns)	Received Power (dBm)	Phase (rad)	Azimuth AoD (°)	Elevation AoD (°)	Azimuth AoA (°)	Elevation AoA (°)	RMS Delay Spread (ns)
1406	-96.2	5.7	48	-17.7	95.3	10	12.3
1412	-94.9	0.5	39	-16.1	82.1	2	6.4
1418	-90.7	3.9	42	-17.9	307.8	7	1.4
1424	-90.0	2.0	25	-16.5	93.7	14	2.0
1431	-99.2	1.8	44	-15.0	89.6	26	2.9
1438	-87.3	3.2	51	-16.2	88.6	0	1.5
1444	-97.0	6.1	36	-17.1	325.0	23	2.8
1451	-101.7	3.7	51	-19.3	88.0	12	19.8
1458	-109.3	3.9	40	-21.0	314.1	15	16.7
1465	-110.9	1.8	48	-16.0	88.5	12	22.3
1472	-115.2	4.6	41	-15.0	328.9	12	41.3
1567	-112.6	0.2	17	-20.3	83.2	14	71.1
1573	-122.3	2.6	26	-11.4	96.6	10	7.0
1579	-116.6	6.1	35	-22.2	83.4	7	39.1
1587	-119.6	0.3	42	-11.1	330.0	9	65.0
1698	-143.6	4.0	32	-16.3	213.9	-4	18.8
1703	-146.4	3.6	50	-18.5	241.6	14	12.7
1709	-150.9	4.7	52	-16.1	88.8	10	16.9
1715	-146.9	5.6	42	-12.9	217.4	6	14.5
1721	-148.7	5.0	51	-17.2	242.8	11	11.6
1727	-136.0	0.3	50	-13.5	296.5	18	20.9
1733	-156.7	6.1	36	-18.1	222.5	23	15.6
1739	-158.3	2.1	38	-14.6	223.4	10	13.6
1745	-157.5	5.4	39	-18.4	79.7	19	15.4
1751	-160.0	3.4	41	-17.1	73.8	11	12.7
1757	-165.7	4.6	21	-13.5	322.6	19	9.1

De una forma más visual, los anteriores datos se representan en el tiempo y en el espectro de potencia, de acuerdo a la aproximación TCSL del modelo de canal de la NYU.

En primer lugar, se presenta en la **Figura 54** el PDP obtenido de la simulación con los parámetros de entrada definidos, donde además se muestran algunos de los datos más importantes, entre los que cabe destacar que la distancia de la realización individual para este escenario de simulación entre TX y RX es de 421.8 metros, que la potencia omnidireccional recibida es de -83.3 dBm y que el valor RMS de la dispersión del retardo es de 13 ns.

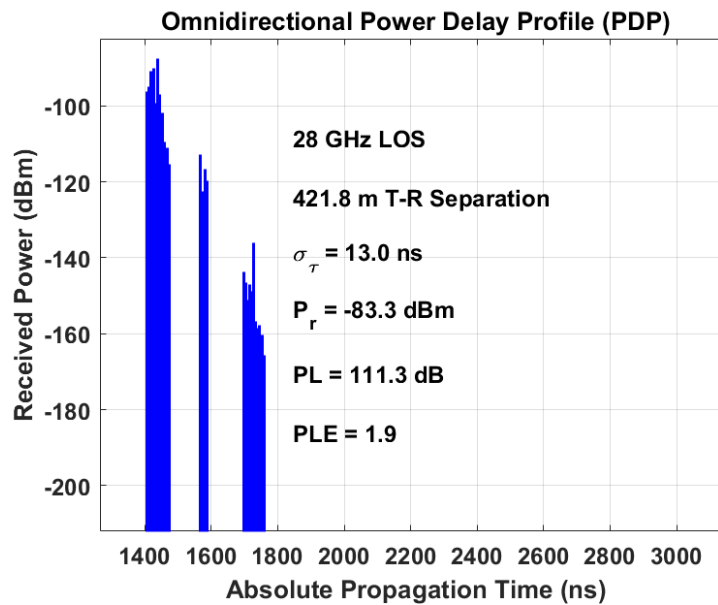


Figura 54. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2

Para evaluar en mayor detalle las componentes multirrayecto, nos apoyamos en los datos recogidos en la **Tabla 6**, de acuerdo a ella el número de componente multirrayecto total es de 26, las cuales se pueden agrupar en 3 clústeres claramente diferenciados, debido al *inter-cluster void interval* definido en las directrices previas y que se distinguen claramente en la **Figura 54**.

Otra característica importante son los espectros de potencia AoA y AoD, donde se puede observar el ángulo de llegada y salida de cada una de las componentes multirrayecto. Esto se representa en la **Figura 55**, donde se observa como las componentes se agrupan principalmente en 2 lóbulos espaciales AoA y en un número más alto de lóbulos AoD.

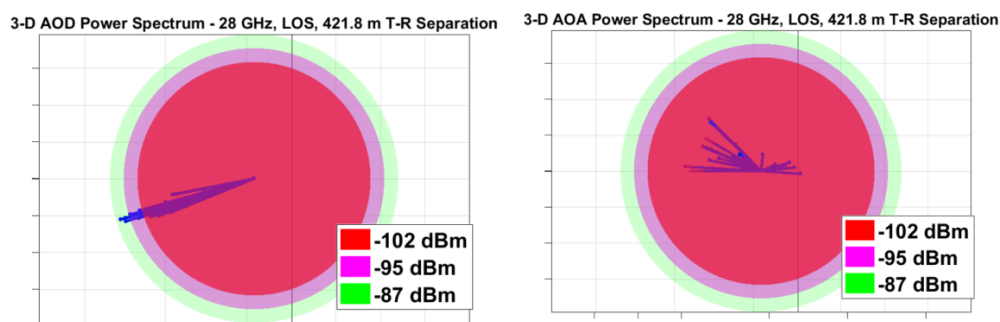


Figura 55. Espectro de potencia AoA y AoD para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2

- **Variación SISO**

En este caso se va a analizar el canal introduciendo una ligera variación de los parámetros de entrada utilizados. Básicamente, se va a fijar los elementos de antena tanto en TX como en RX en 1, para así evaluar el canal en ausencia de MIMO, manteniendo la directividad de las antenas.

En este caso, se aprecia como todas las componentes se agrupan principalmente tanto en un único clúster como en un único lóbulo temporal, ya que las variaciones entre las diferentes componentes son pequeñas tanto en el tiempo como angularmente. En relación con los principales parámetros presentados en la **Figura 56**, la distancia de separación entre TX y RX es ligeramente inferior alcanzado los 409.2 metros mientras las pérdidas en el canal son superiores y por ello la potencia recibida en RX es menor de -93 dBm. Se percibe una clara ganancia por parte de la configuración MIMO.

Se presentan a continuación los principales resultados gráficos obtenidos.

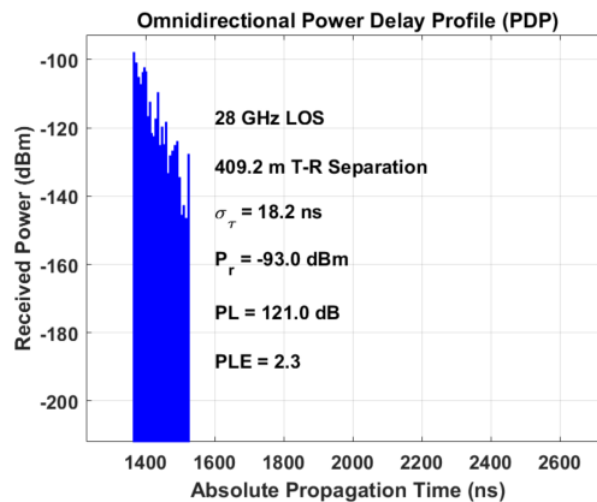


Figura 56. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, LoS y SISO

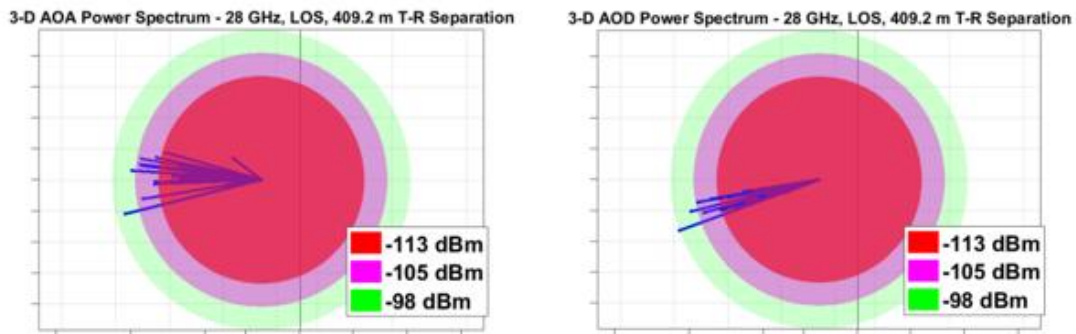


Figura 57. Espectro de potencia AoA y AoD para 28 GHz, LoS y SISO

- **Variación MIMO masivo 64x64**

En este caso se va a analizar el canal introduciendo una ligera variación de los parámetros de entrada utilizados. Básicamente, se va a fijar los elementos de antena tanto en TX como en RX en 64, para así evaluar el canal para una gran cantidad de elementos de antena, manteniendo la directividad de las antenas, que permitan simular una situación MIMO masivo.

En este caso, se observa como mejora considerablemente el sistema, ya que la potencia recibida aumenta hasta los -81.3 dBm y el valor RMS de la dispersión del retardo se reduce a 16 ns. Además, cabe destacar que las componentes multitrayecto registradas en este caso es de 80 , casi 4 veces más que anteriormente, debido al aumento del número de antenas, como se puede apreciar en la **Figura 58**. En cuanto a la distribución de estas componentes en el tiempo, se distinguen hasta 6 clústeres, mientras que en el ángulo de llegada se pueden considerar 3 lóbulos principales.

Se presentan a continuación los principales resultados gráficos obtenidos.

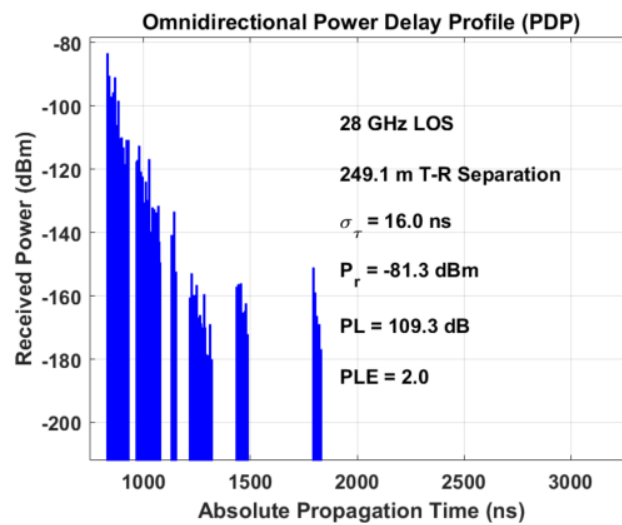


Figura 58. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, LoS y MIMO 64x64

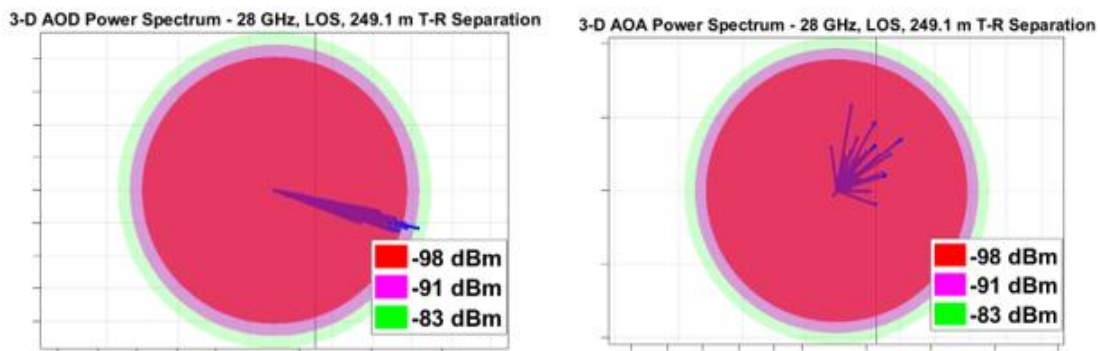


Figura 59. Espectro de potencia AoA y AoD para 28 GHz, LoS y MIMO 64x64

Simulación de un entorno NLoS

El primer paso es fijar los parámetros de entrada básicos para determinar la simulación que se va a realizar, recogidos en la **Tabla 7**. Para esta simulación se han seguido las directrices indicadas en las consideraciones previas, donde cabe destacar que para las antenas se escoge utilizar un array direccional en ambos extremos, con el mínimo

número de elementos que permite realizar medidas MIMO, es decir con aperturas de 10° y 2 elementos, siendo la separación entre los mismos típicamente de 0.5λ .

Para un mayor conocimiento del canal se evaluará para distancias desde los 10 a los 500 metros, teniendo en cuenta los rangos máximos planteados anteriormente.

Tabla 7. Parámetros de entrada para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2

Parámetros de canal		Parámetros de antena	
Frecuencia	28 GHz	Tipo de array TX	ULA
Ancho de banda RF	500 MHz	Número de elementos de antena TX	2
Escenario	UMi	Separación entre antenas TX	0.5λ
Entorno	NLoS	Tipo de array RX	ULA
Separación mínima TX-RX	10 m	Número de elementos de antena RX	2
Separación máxima TX-RX	500 m	Separación entre antenas RX	0.5λ
Potencia transmitida	28 dBm	Antena TX HPBW azimuth	10°
Número de localizaciones del RX	1	Antena TX HPBW elevación	10°
Presión atmosférica	1015 mbar	Antena RX HPBW azimuth	10°
Humedad	55%	Antena RX HPBW elevación	10°
Temperatura	$16,6^\circ$	Número de elementos de antena por fila TX	1
Tasa de lluvia	0 mm/h	Número de elementos de antena por fila RX	1
Polarización	Co-Pol		
Pérdidas por vegetación	0.5 dB/m		
Distancia dentro de la vegetación	0		

De acuerdo al canal y antenas definidos, se obtienen los siguientes resultados, por un lado, datos acerca del PDP que se reflejan en la tabla y las figuras análogas a las anteriormente presentadas, elaboradas a partir de dichos resultados.

En la **Tabla 8** se recogen los principales parámetros medidos de la simulación, explicados anteriormente para cada componente multitrayecto.

Tabla 8. Resultados de las componentes multitrayecto para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2.

Time Delay (ns)	Received Power (dBm)	Phase (rad)	Azimuth AoD (°)	Elevation AoD (°)	Azimuth AoA (°)	Elevation AoA (°)	RMS Delay Spread (ns)
1285	-112.7	4.0	156	-5.7	264.0	11	0.6
1291	-114.1	3.8	242	-5.3	70.4	-4	2.2
1298	-113.0	3.1	84	2.8	256.3	-2	0.8
1305	-116.5	4.8	240	-2.1	214.5	6	2.0
1312	-125.3	4.1	78	1.4	74.3	-12	6.2
1320	-126.3	2.8	133	-5.9	219.7	2	1.2
1328	-130.4	2.8	337	-1.3	256.2	6	11.0
1336	-135.3	5.4	229	-3.7	93.8	-16	12.6
1340	-136.1	4.5	40	1.2	226.2	0	3.2
1419	-125.2	3.9	75	2.1	211.4	6	12.9
1426	-135.6	0.7	168	-4.8	274.5	7	50.8
1432	-124.9	3.6	250	-7.2	257.6	5	19.3
1437	-124.0	2.9	333	-2.6	270.6	5	3.8
1443	-134.3	3.4	339	-12.8	69.7	-10	12.0
1450	-127.7	0.2	145	-4.3	83.2	3	9.1
1456	-131.2	3.6	230	-4.3	221.3	-6	16.6
1463	-135.6	4.0	351	-7.6	263.4	16	17.3
1470	-127.1	3.0	246	-5.0	258.0	2	34.3
1478	-135.1	1.0	337	-9.1	78.6	-4	42.4
1562	-139.6	4.7	48	4.6	86.3	-4	9.4
1567	-135.8	1.8	336	-9.9	83.7	-5	44.1
1573	-143.9	1.5	155	-8.9	79.6	-1	118.7
1579	-147.4	5.1	225	-5.3	92.6	5	55.2
1585	-155.7	1.2	227	-2.4	258.5	-6	122.2
1591	-149.0	3.6	226	1.1	263.6	13	135.9
1597	-149.5	6.0	141	-2.6	267.7	0	117.2
1603	-151.6	5.5	324	-5.2	271.6	3	23.0
1609	-149.0	1.3	143	-3.8	87.3	-8	83.2
1615	-165.9	4.1	345	-9.0	213.4	8	112.6
1621	-154.2	0.7	353	-5.8	265.6	7	92.2
1627	-163.7	2.5	235	-5.4	261.7	6	83.2
1633	-163.6	4.3	345	-5.0	215.7	7	117.1
1840	-156.6	6.2	51	-1.8	196.8	2	113.7
1846	-151.7	5.8	240	-5.0	81.3	-13	101.0
1853	-159.7	4.7	67	-2.6	72.1	0	209.6

De una forma más visual, los anteriores datos se representan en el tiempo y en espectro de potencia, de acuerdo a la aproximación TCSL del modelo de canal de la NYU.

En primer lugar, se presenta en la **Figura 60** el PDP obtenido de la simulación con los parámetros de entrada definidos para este caso, donde además se muestran algunos de los datos más importantes, entre los que cabe destacar que la distancia de la realización individual para este escenario de simulación entre TX y RX es de 385.5 metros, bastante inferior a la obtenida para la misma simulación en un escenario con línea de visión directa. Además, la potencia omnidireccional recibida es de -107.2 dBm, de igual manera bastante inferior debido a las mayores pérdidas de enlace para escenarios NLoS y el valor RMS de la dispersión del retardo es de 43.9 ns.

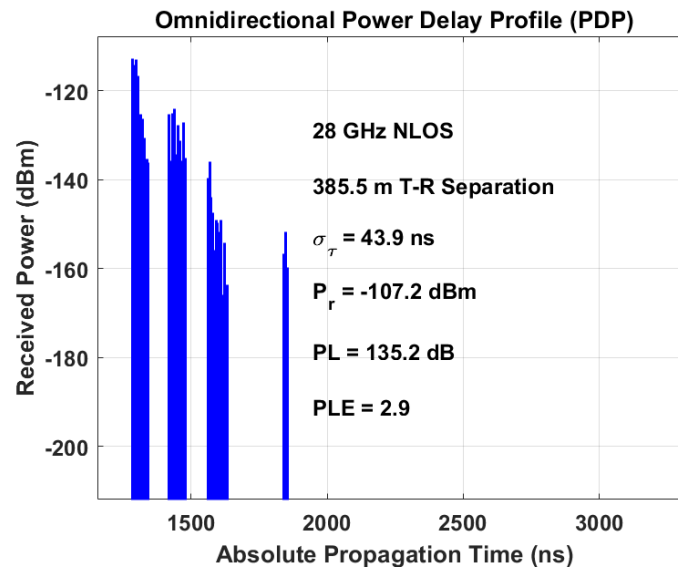


Figura 60. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2

Para evaluar en mayor detalle las componentes multitrayecto, nos apoyamos en los datos recogidos en la **Tabla 4**, de acuerdo a ella el número de componente multitrayecto total es de 37, superior debido a la presencia de mayores obstáculos y elementos difractantes, las cuales se pueden agrupar en 4 clústeres claramente diferenciados, debido al *inter-cluster void interval* definido en las directrices previas y que se distinguen claramente en **Figura 60**.

Otra característica importante son los espectros de potencia AoA y AoD, donde se puede observar el ángulo de llegada y salida de cada una de las componentes multitrayecto. Esto se representa en la **Figura 61**, donde se observa como las componentes se agrupan principalmente en 4 lóbulos espaciales AoA, aunque debido a la variación son más en la práctica.

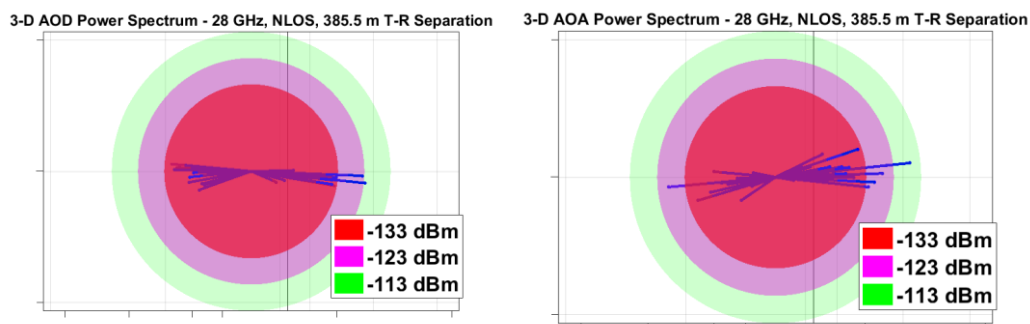


Figura 61. Espectro de potencia AoA y AoD para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2

- Variación UMa

En este caso se va a analizar el canal introduciendo una ligera variación de los parámetros de entrada utilizados. Básicamente, se va a cambiar el tipo de entorno a UMa,

ya que para NLoS se pueden dar situaciones de este tipo, siendo poco probable para línea de visión directa.

En este caso, se observa como el número de componentes multitrayecto que llegan al RX disminuye considerablemente hasta 26 a pesar de ser un escenario NLoS. Éstas se pueden agrupar básicamente en 2 clústeres y en 4 lóbulos, como se aprecia respectivamente en la **Figura 62** y **Figura 63**. En cuanto a resultados generales, la distancia es mayor que en UMi debido al tipo de entorno, pero por consiguiente la potencia es aún menor y bastante débil.

Se presentan a continuación los principales resultados obtenidos.

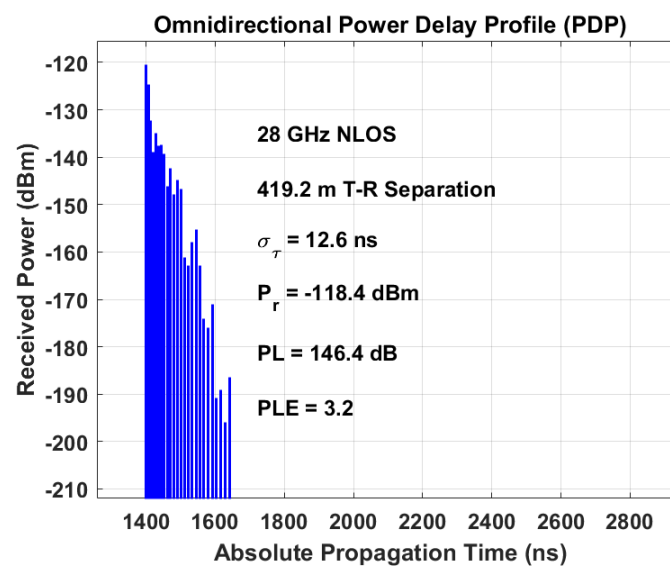


Figura 62. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2 (UMa)

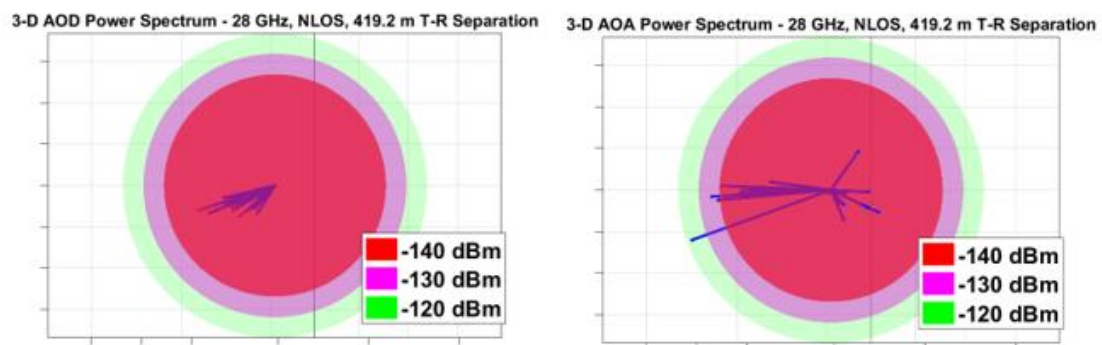


Figura 63. Espectro de potencia AoA y AoD para 28 GHz, NLoS y MIMO 2x2 (UMa)

- Variación de las condiciones meteorológicas

En este caso se va a analizar el canal introduciendo una variación de los parámetros de entrada utilizados, en concreto de los relacionados con la climatología. En un día lluvioso en Madrid, la presión media se sitúa en 980 milibares, con una humedad del 95%

y una temperatura en torno a los 10.2°C. En cuanto a la precipitación, se fija la intensidad en 8 mm/h de acuerdo a la ITU-R P-837-6 [89] que se supera el 0,1% del tiempo.

Mediante esta variante, se va evaluar el canal en presencia de esta perturbación adicional. En este caso, se observa en la **Figura 64** cómo se produce una caída en la potencia recibida de hasta casi 20 dB, algo significativo y consecuencia directa de las mayores pérdidas que introduce la presencia de condiciones climatológicas adversas que provocan mayores pérdidas en el enlace, destacar que el coeficiente NLoS de pérdidas era de 2.9 mientras en este caso es de 3.6. Estos resultados, teniendo en cuenta la distancia de la realización, implican que la atenuación específica sería del orden de 40 dB/km, lo que para una tasa de 8 mm/h resulta muy excesivo y no encajan con el efecto esperado. Tal y como se explicó, la lluvia afecta en mayor medida a las ondas milimétricas y se comprueba cómo puede perturbar el canal, pero los resultados proporcionados por la simulación no son del todo precisos.

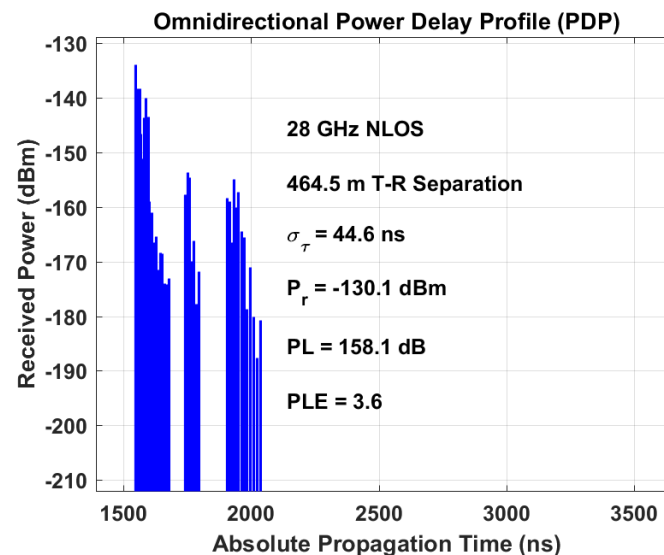


Figura 64. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, NLoS, MIMO 2x2 y presencia de lluvia.

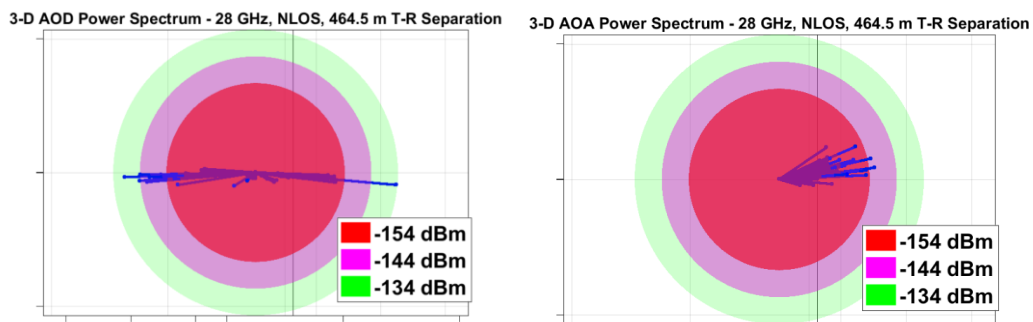


Figura 65. Espectro de potencia AoD y AoA para 28 GHz, NLoS, MIMO 2x2 y presencia de lluvia

En cuanto a la distribución de estas componentes en el tiempo, se registran 45 componentes multirayecto agrupadas en 3 clústeres. Por su parte, el ángulo de llegada

de las componentes es más homogéneo, aunque se pueden considerar 3 lóbulos principales, mientras que para el ángulo de salida el número es superior.

9.2.3. Simulación de canal a 38 GHz

Para este caso, se mantiene fija la frecuencia a 38 GHz, mientras que lo que se irá variando al igual que anteriormente serán diferentes parámetros para evaluar el canal en diferentes situaciones, configuraciones de antena y condiciones atmosféricas.

Simulación de un entorno LoS

El primer paso es fijar los parámetros de entrada básicos para determinar la simulación que se va a realizar, recogidos en la **Tabla 9**. Para esta simulación se han seguido las directrices indicadas en las consideraciones previas, y al igual que para el caso de 28 GHz, se escoge un array direccional con 2 elementos para simular un caso MIMO 2x2.

Para un mayor conocimiento del canal se evaluará para distancias desde los 10 a los 500 metros, teniendo en cuenta los rangos máximos planteados anteriormente.

Tabla 9. Parámetros de entrada para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2

Parámetros de canal		Parámetros de antena	
Frecuencia	38 GHz	Tipo de array TX	ULA
Ancho de banda RF	500 MHz	Número de elementos de antena TX	2
Escenario	UMi	Separación entre antenas TX	0.5λ
Entorno	LoS	Tipo de array RX	ULA
Separación mínima TX-RX	10 m	Número de elementos de antena RX	2
Separación máxima TX-RX	500 m	Separación entre antenas RX	0.5λ
Potencia transmitida	28 dBm	Antena TX HPBW azimuth	10°
Número de localizaciones del RX	2	Antena TX HPBW elevación	10°
Presión atmosférica	1015 mbar	Antena RX HPBW azimuth	10°
Humedad	55%	Antena RX HPBW elevación	10°
Temperatura	$16,6^\circ$	Número de elementos de antena por fila TX	1
Tasa de lluvia	0 mm/h	Número de elementos de antena por fila RX	1
Polarización	Co-Pol		
Pérdidas por vegetación	0.5 dB/m		
Distancia dentro de la vegetación	0		

De acuerdo al canal y antenas definidos, se obtienen los siguientes resultados, por un lado, datos acerca del PDP que se reflejan en la tabla y las figuras anteriormente citadas elaboradas a partir de dichos resultados.

En la **Tabla 10** se recogen los principales parámetros medidos de la simulación, explicados anteriormente para cada componente multitrayecto.

Tabla 10. Resultados de las componentes multitrayecto para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2.

Time Delay (ns)	Received Power (dBm)	Phase (rad)	Azimuth AoD (°)	Elevation AoD (°)	Azimuth AoA (°)	Elevation AoA (°)	RMS Delay Spread (ns)
1393	-100.1	1.6	275	-11.9	256.5	12	0.3
1398	-95.5	5.5	48	-22.6	25.8	13	0.1
1404	-103.2	2.8	280	-9.0	41.6	15	0.6
1410	-113.2	3.5	60	-21.9	272.8	2	1.0
1416	-109.4	4.8	162	-14.7	42.8	20	0.8
1422	-112.6	3.7	242	-7.4	6.1	11	0.2
1584	-135.9	5.4	183	-17.0	27.8	8	87.3
1590	-129.7	2.2	178	-10.3	37.4	13	34.7
1596	-131.4	1.6	173	-12.4	34.4	24	84.5
1602	-140.3	1.9	173	-14.4	276.7	-1	67.4
1608	-135.2	2.3	263	-11.2	21.0	6	94.8
1615	-142.1	4.4	229	-8.5	276.4	41	44.9
1622	-134.9	0.0	54	-22.7	265.4	32	56.3
1629	-146.4	5.7	180	-12.4	255.6	-3	53.5
1790	-161.1	2.0	178	-10.8	49.1	14	96.3
1796	-167.6	1.9	273	-9.6	277.5	3	6.4
1803	-159.7	2.4	52	-18.0	25.5	19	0.7
1811	-151.8	6.2	180	-12.7	296.5	12	148.7
1819	-163.2	0.5	260	-6.8	31.1	-13	130.2
1826	-160.7	1.5	233	-8.7	38.6	6	81.9
1831	-188.0	2.0	45	-20.5	43.7	13	3.1
1835	-174.9	6.2	237	-8.9	263.0	11	15.0
1839	-175.5	3.4	277	-12.0	274.2	20	4.9
1843	-175.3	4.7	60	-19.2	30.2	-32	9.9
1847	-183.8	5.3	55	-17.6	281.2	17	4.7
2074	-155.1	1.0	69	-24.3	27.7	3	191.7
2080	-155.6	0.7	173	-12.9	277.2	17	224.7
2087	-158.0	4.6	175	-16.3	255.1	25	234.2
2094	-160.2	0.8	49	-21.4	51.6	13	7.2
2101	-167.0	3.2	276	-12.4	275.1	5	6.8
2109	-167.2	5.4	253	-11.8	40.0	-15	122.2
2116	-166.5	5.1	38	-18.5	32.8	23	8.1
2124	-169.0	6.0	274	-12.4	289.6	-1	5.7
2132	-163.8	3.4	235	-8.6	31.2	22	64.3
2140	-167.6	3.0	168	-13.0	282.7	21	39.6
2148	-176.7	1.3	270	-11.9	258.0	21	1.1
2152	-169.2	3.8	269	-10.9	251.4	24	5.0
2156	-168.5	2.0	240	-6.4	26.8	8	20.5
2160	-173.7	5.5	234	-0.2	276.5	11	46.3
2164	-183.3	0.8	263	-14.7	283.1	3	22.9
2168	-185.9	0.6	68	-21.0	39.0	20	12.4
2172	-179.0	6.0	275	-15.5	271.2	0	5.0
2176	-189.7	1.0	276	-7.1	22.1	21	5.3

De una forma más visual, los anteriores datos se representan en el tiempo y en espectro de potencia, de acuerdo a la aproximación TCSL del modelo de canal de la NYU.

En primer lugar, se presenta en la **Figura 66** el PDP obtenido de la simulación con los parámetros de entrada definidos, donde además se muestran algunos de los datos más importantes, entre los que cabe destacar que la distancia de la realización individual para este escenario de simulación entre TX y RX es de 417.9 metros, la potencia omnidireccional recibida es de -93.5 dBm y que el valor RMS de la dispersión del retardo es de 7.2 ns.

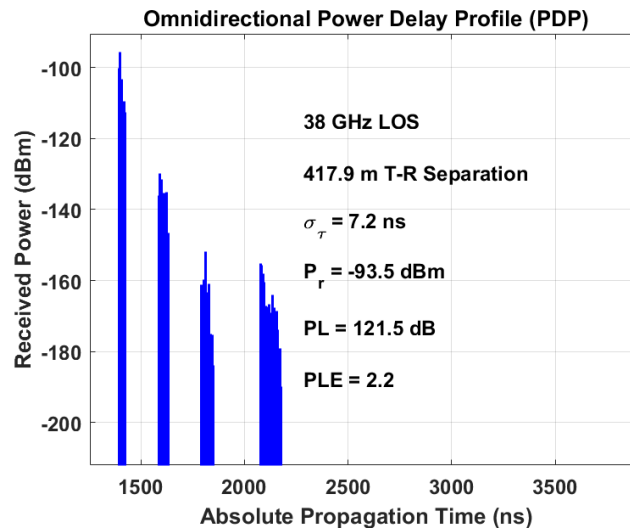


Figura 66. PDP omnidireccional generado para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2

De esta simulación se puede extraer, que la potencia recibida en el receptor es menor que para 28 GHz, lógicamente debido a que las pérdidas son mayores al haberse incrementado la frecuencia, alcanzando estas los 121.5 dB (para un PLE de 2.2).

Para evaluar en mayor detalle las componentes multitrayecto, nos apoyamos en los datos recogidos en la **Tabla 10**, de acuerdo a ella el número de componente multitrayecto total es de 43, las cuales se pueden agrupar en 4 clústeres claramente diferenciados, debido al *inter-cluster void interval* definido, que se observan en la **Figura 66** claramente.

Otra característica importante es el espectro de potencia AoA, donde se puede observar el ángulo de llegada de cada una de las componentes multitrayecto. Esto se representa en la **Figura 67**, donde se observa como las componentes se agrupan principalmente en 4 lóbulos espaciales y donde también de una manera visual se ejemplifica la disminución de la potencia recibida para las diferentes componentes de acuerdo a los rangos de colores utilizados en la representación.

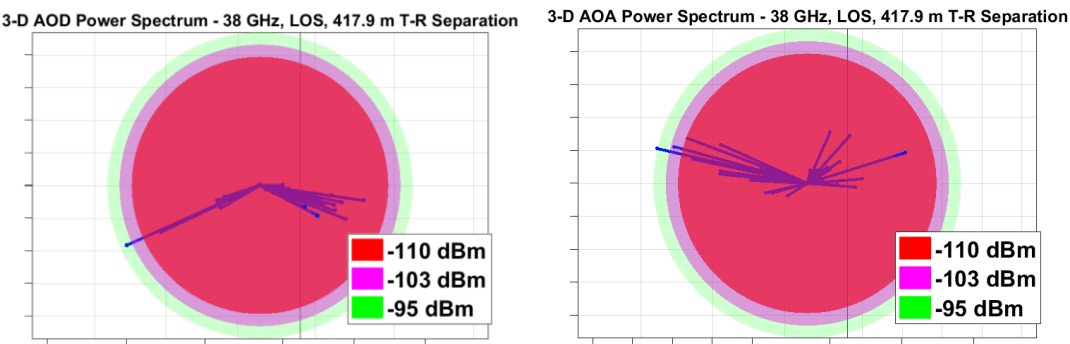


Figura 67. Espectro de potencia AoD y AoA para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2

Simulación de un entorno NLoS

El primer paso es fijar los parámetros de entrada básicos para determinar la simulación que se va a realizar, recogidos en la **Tabla 11** Para esta simulación se han seguido las directrices indicadas en las consideraciones previas, y al igual que para el caso de 28 GHz, se escoge un array direccional con 2 elementos para simular un caso MIMO 2x2.

Para un mayor conocimiento del canal se evaluará para distancias desde los 10 a los 500 metros, teniendo en cuenta los rangos máximos planteados anteriormente.

Tabla 11. Parámetros de entrada para 38 GHz, NLoS y MIMO 2x2

Parámetros de canal		Parámetros de antena	
Frecuencia	38 GHz	Tipo de array TX	ULA
Ancho de banda RF	500 MHz	Número de elementos de antena TX	2
Escenario	UMi	Separación entre antenas TX	0.5λ
Entorno	NLoS	Tipo de array RX	ULA
Separación mínima TX-RX	10 m	Número de elementos de antena RX	2
Separación máxima TX-RX	500 m	Separación entre antenas RX	0.5λ
Potencia transmitida	28 dBm	Antena TX HPBW azimuth	10°
Número de localizaciones del RX	2	Antena TX HPBW elevación	10°
Presión atmosférica	1015 mbar	Antena RX HPBW azimuth	10°
Humedad	55%	Antena RX HPBW elevación	10°
Temperatura	16,6°	Número de elementos de antena por fila TX	1
Tasa de lluvia	0 mm/h	Número de elementos de antena por fila RX	1
Polarización	Co-Pol		
Pérdidas por vegetación	0.5 dB/m		
Distancia dentro de la vegetación	0		

De acuerdo al canal y antenas definidos, se obtienen los siguientes resultados, por un lado, datos acerca del PDP que se reflejan en la tabla y las figuras anteriormente citadas elaboradas a partir de dichos resultados.

En la **Tabla 12** se recogen los principales parámetros medidos de la simulación, explicados anteriormente para cada componente multitrayecto.

Tabla 12. Resultados de las componentes multitrayecto para 38 GHz, NLoS y MIMO 2x2.

Time Delay (ns)	Received Power (dBm)	Phase (rad)	Azimuth AoD (°)	Elevation AoD (°)	Azimuth AoA (°)	Elevation AoA (°)	RMS Delay Spread (ns)
1222	-130.7	1.6	138	-3.8	163.9	10	6.2
1231	-130.4	4.0	304	-1.9	335.8	6	1.2
1238	-126.6	4.5	305	-3.8	152.7	0	8.1
1246	-137.5	6.2	312	-7.6	355.9	15	5.8
1254	-146.1	5.9	312	-4.6	353.2	5	13.1
1263	-138.2	0.6	317	-4.7	161.3	3	27.4
1273	-147.3	6.0	138	-8.6	161.7	2	33.4
1284	-135.3	1.0	166	-5.1	160.6	5	4.5
1294	-154.2	6.1	146	-4.8	166.0	5	46.0
1306	-151.1	3.8	321	-0.3	170.2	9	18.5
1317	-143.2	1.5	151	-7.4	0.2	6	27.3
1330	-152.5	0.4	141	-1.3	359.8	-1	47.5
1342	-162.4	1.9	158	-3.8	166.6	3	84.1
1378	-140.6	5.1	168	-3.0	349.2	-5	9.2
1386	-148.2	2.2	331	-3.6	359.1	7	26.9
1391	-166.0	0.8	317	-1.4	13.2	5	65.0
1396	-158.5	1.0	330	-4.5	158.4	8	64.7
1402	-154.9	0.4	131	-4.7	353.0	8	69.2
1409	-172.2	4.4	324	-2.5	164.3	6	17.7
1415	-163.1	0.5	154	2.3	359.5	6	48.7
1422	-167.1	3.9	157	-7.3	152.4	8	35.8
1429	-167.0	1.1	135	-3.8	161.6	2	26.7
1436	-175.5	4.1	328	-4.1	357.1	10	38.8
1444	-183.7	3.1	145	-5.8	3.4	18	59.9
1451	-181.3	1.8	305	-9.1	173.0	-5	29.1
1459	-165.8	5.2	309	-5.0	187.2	6	54.2
1467	-180.1	5.1	318	-3.1	163.5	6	21.0
1475	-187.3	5.9	330	-3.5	158.0	8	67.9
1483	-175.0	0.0	134	-4.6	343.0	5	53.8
1528	-154.2	4.0	329	-2.9	164.0	-9	37.9
1536	-155.6	0.7	152	-11.5	5.5	7	81.9
1540	-156.8	0.7	332	-3.2	351.9	6	75.3
1546	-169.6	2.3	162	-6.9	162.5	4	9.4
1551	-163.3	1.5	157	-5.6	174.3	5	203.9
1557	-170.4	2.2	157	-7.0	358.2	4	126.7
1563	-162.4	1.6	311	-5.3	152.7	7	73.2
1570	-179.3	2.4	151	-1.7	169.1	4	279.3
1576	-176.0	2.6	326	0.2	164.1	14	58.5
1583	-170.5	4.0	158	-5.9	354.0	3	106.2
1590	-177.9	4.9	321	-5.2	2.3	5	65.6
1810	-152.0	1.7	310	-8.1	156.6	6	110.7
1815	-165.4	4.7	138	-7.0	158.7	5	31.3
1821	-156.1	1.1	152	-1.9	171.2	4	247.6
1827	-164.5	3.8	139	-2.4	157.2	1	74.5
1832	-173.7	0.7	149	-6.9	165.9	12	60.5
1838	-162.5	3.8	132	-7.4	2.7	6	295.4

De una forma más visual, los anteriores datos se representan en el tiempo y en espectro de potencia, de acuerdo a la aproximación TCSL del modelo de canal de la NYU.

En primer lugar, se presenta en la **Figura 68** el PDP obtenido de la simulación con los parámetros de entrada definidos, donde además se muestran algunos de los datos más importantes, entre los que cabe destacar que la distancia de la realización individual para este escenario de simulación entre TX y RX es de 366.6 metros, la potencia omnidireccional recibida es de -123.2 dBm y que el valor RMS de la dispersión del retardo es de 39.9 ns. En este caso tanto la distancia como la potencia recibida son notablemente inferiores en comparación al caso LoS de 38 GHz.

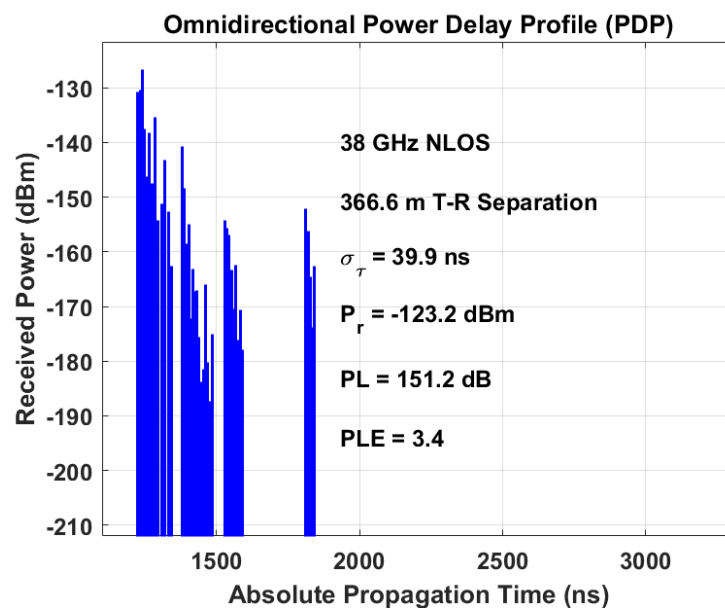


Figura 68. PDP omnidireccional generado para 38 GHz, NLoS y MIMO 2x2

De esta simulación se puede extraer, que la potencia recibida para una situación NLoS en el receptor es menor que para 28 GHz para la misma, lógicamente al igual que se describió anteriormente ya que las pérdidas son mayores al haberse incrementado la frecuencia, alcanzando estas los 151.2 dB (para un PLE de 3.4).

Para evaluar en mayor detalle las componentes multitrayecto, nos apoyamos en los datos recogidos en la **Tabla 10**, de acuerdo a ella el número de componente multitrayecto total es de 46 ligeramente superior debido a la presencia de mayores obstáculos y elementos difractantes, las cuales se pueden agrupar en 4 clústeres claramente diferenciados, debido al *inter-cluster void interval* definido, que se observan en la **Figura 68** claramente.

Otra característica importante es el espectro de potencia AoA, donde se puede observar el ángulo de llegada de cada una de las componentes multitrayecto. Esto se representa en la **Figura 69**, donde se observa como las componentes se agrupan principalmente en 4 lóbulos espaciales y donde también de una manera visual se

ejemplifica la disminución de la potencia recibida para las diferentes componentes de acuerdo a los rangos de colores utilizados en la representación.

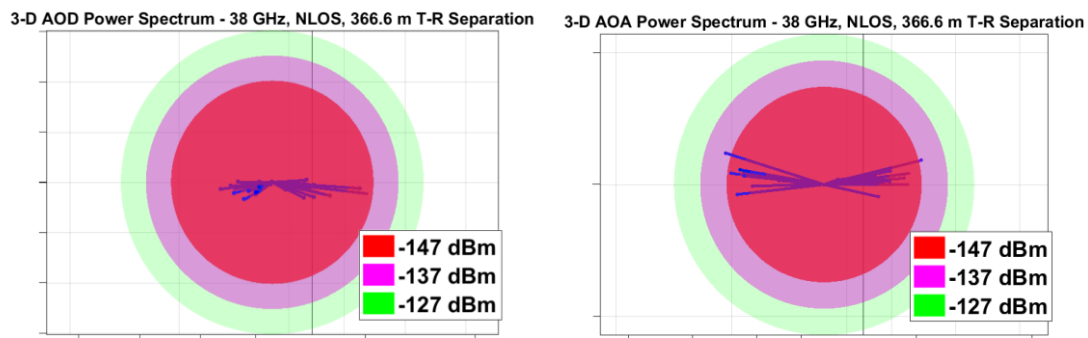


Figura 69. Espectro de potencia AoA para 38 GHz, NLoS y MIMO 2x2

9.2.4. Simulación de canal para el banco de medidas diseñado

Para este caso, se va a evaluar el canal para las frecuencias de 28 y 38 GHz para una situación LoS debido a que será el primer tipo de medidas a desarrollar y resultan de mayor interés para terminar de caracterizar el banco.

Para esta simulación se han seguido las directrices indicadas en las consideraciones previas, aunque con varias modificaciones debido a las particularidades del banco de medidas diseñado dentro de este proyecto y presentado en los capítulos 6 y 7.

Una característica compartida en las diferentes simulaciones que se lleven a cabo son el tipo de antenas empleadas, que serán bocinas direccionales en el TX y antenas omnidireccionales en el RX. Por ello, se modifica la apertura del haz en azimut para el RX, ya que se emplean antenas omnidireccionales y éste será de 180°. Además, en este caso se cuenta con dos elementos de antena tanto en el TX como en el RX, por lo que serán medidas MIMO directamente. Por último, la separación entre antenas teniendo en cuenta el tipo de antena utilizada será de 20 lambdas (longitudes de onda), ya que se trata de antenas grandes, no de arrayas.

En cuanto al rango de distancia, se contempla un máximo de 300 metros, debido a las características del entorno del campus universitario, que permitirían llegar a distancias de dicho orden.

Simulación a 28 GHz de un entorno LoS

El primer paso es fijar los parámetros de entrada básicos para determinar la simulación que se va a realizar, recogidos en la **Tabla 13**. Para esta simulación se han seguido las directrices indicadas en las consideraciones previas junto con las particularidades del banco de medidas.

Tabla 13. Parámetros de entrada para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2

Parámetros de canal		Parámetros de antena	
Frecuencia	28 GHz	Tipo de array TX	ULA
Ancho de banda RF	500 MHz	Número de elementos de antena TX	2
Escenario	UMi	Separación entre antenas TX	20λ
Entorno	LoS	Tipo de array RX	ULA
Separación mínima TX-RX	10 m	Número de elementos de antena RX	2
Separación máxima TX-RX	300 m	Separación entre antenas RX	20λ
Potencia transmitida	28 dBm	Antena TX HPBW azimuth	10°
Número de localizaciones del RX	1	Antena TX HPBW elevación	10°
Presión atmosférica	1015 mbar	Antena RX HPBW azimuth	180°
Humedad	55%	Antena RX HPBW elevación	30°
Temperatura	$16,6^\circ$	Número de elementos de antena por fila TX	2
Tasa de lluvia	0 mm/h	Número de elementos de antena por fila RX	2
Polarización	Co-Pol		
Pérdidas por vegetación	0.5 dB/m		
Distancia dentro de la vegetación	0		

De acuerdo al canal y antenas definidos, se obtienen los siguientes resultados, por un lado, datos acerca del PDP que se reflejan en la tabla y las figuras anteriormente citadas elaboradas a partir de dichos resultados.

Básicamente, la principal diferencia radica como se ha indicado en la tecnología de antena empleada, debido a que hay antenas omnidireccionales en el RX de menor ganancia disminuye la distancia del radioenlace debido a la que las pérdidas globales son mayores y por consiguiente la potencia recibida es menor.

Cabe destacar de la **Figura 70** que en este caso se registran un total de 33 componentes multitrayecto, agrupadas en 6 clústeres temporales estando 3 de ellos compuestos por muy pocas componentes. En cuanto al valor RMS de la dispersión del retardo se incrementa hasta los 19.9 ns debido a una mayor diversificación.

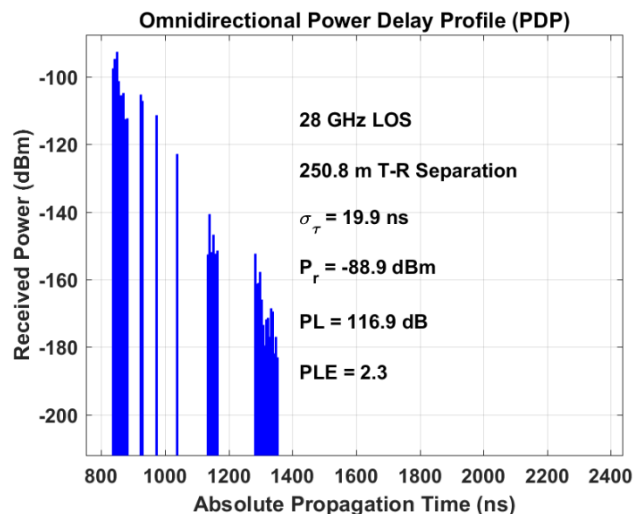


Figura 70. PDP omnidireccional generado para 28 GHz, LoS y MIMO 2x2

Simulación MIMO a 38 GHz de un entorno LoS

El primer paso es fijar los parámetros de entrada básicos para determinar la simulación que se va a realizar, recogidos en la **Tabla 14**. Para esta simulación se han seguido las directrices indicadas en las consideraciones previas junto con las particularidades del banco de medidas.

Tabla 14. Parámetros de entrada para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2

Parámetros de canal		Parámetros de antena	
Frecuencia	38 GHz	Tipo de array TX	ULA
Ancho de banda RF	500 MHz	Número de elementos de antena TX	2
Escenario	UMi	Separación entre antenas TX	20λ
Entorno	LoS	Tipo de array RX	ULA
Separación mínima TX-RX	10 m	Número de elementos de antena RX	2
Separación máxima TX-RX	300 m	Separación entre antenas RX	20λ
Potencia transmitida	28 dBm	Antena TX HPBW azimuth	10°
Número de localizaciones del RX	1	Antena TX HPBW elevación	10°
Presión atmosférica	1015 mbar	Antena RX HPBW azimuth	180°
Humedad	55%	Antena RX HPBW elevación	30°
Temperatura	$16,6^\circ$	Número de elementos de antena por fila TX	2
Tasa de lluvia	0 mm/h	Número de elementos de antena por fila RX	2
Polarización	Co-Pol		
Pérdidas por vegetación	0.5 dB/m		
Distancia dentro de la vegetación	0		

De acuerdo al canal y antenas definidos, se obtienen los siguientes resultados, por un lado, datos acerca del PDP que se reflejan en la tabla y las figuras anteriormente citadas elaboradas a partir de dichos resultados.

El comportamiento es el mismo que para el caso de 28 GHz ya que se mantiene la particularidad de las antenas empleadas por lo que de igual manera, la distancia del radioenlace es menor debido a la que las pérdidas globales son mayores y por consiguiente la potencia recibida es menor.

Cabe destacar de la **Figura 71** que en este caso se registran un total de 32 componentes multitrayecto, agrupadas en 4 clústeres temporales. En cuanto al valor RMS de la dispersión del retardo se incrementa hasta los 13.9 ns debido a una mayor diversificación.

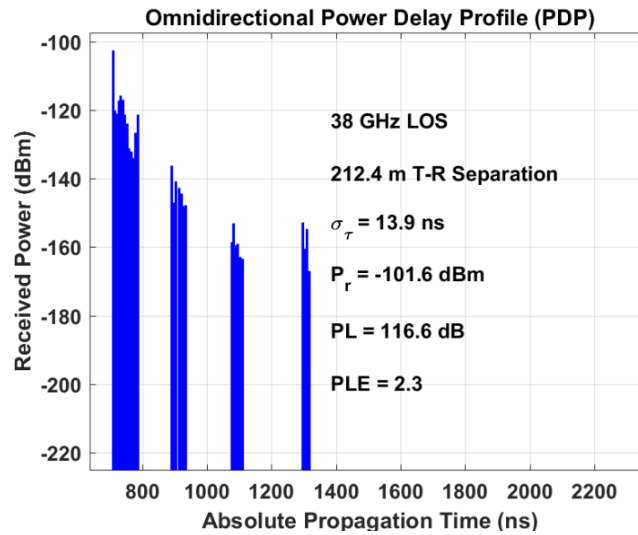


Figura 71. PDP omnidireccional generado para 38 GHz, LoS y MIMO 2x2

10. Conclusiones y líneas futuras

10.1. Conclusiones

Actualmente, la investigación de la siguiente generación de redes de comunicaciones móviles, la 5G, se encuentra en un momento de alta actividad, donde tanto organismos públicos como privados están avanzando rápido en la definición de dichas redes, las implicaciones técnicas que acarrea y el estudio de diferentes tecnologías clave consideradas a liderar dicho cambio. El documento se centra en el análisis de una de ellas, las ondas milimétricas y su uso en las redes móviles 5G

Dentro de esta iniciativa se enmarca este trabajo, que nace gracias a la colaboración dentro de un proyecto de 3 años con fondos públicos, dirigido a analizar el uso de ondas milimétricas en comunicaciones fijas y móviles. El objetivo global de la parte de comunicaciones móviles reside en realizar un estudio de la viabilidad del uso de bandas de frecuencias milimétricas y llevar a cabo medidas de canal MIMO en alguna de las bandas milimétricas para comunicaciones móviles 5G. Fruto de esta colaboración, se diseña e implementa un banco de medidas en el laboratorio con equipos transmisor y receptor que permitirá a posteriori llevar a cabo campañas de medidas para la caracterización del canal 5G. Además, se realizan simulaciones del comportamiento del canal 5G en MATLAB, gracias al software publicado por la universidad de Nueva York, que han permitido obtener un conocimiento previo de las características del canal 5G que servirá de base para el desarrollo del proyecto y permitirá evaluar los resultados obtenidos.

Al igual que esta iniciativa, numerosos proyectos se desarrollan en estos momentos, con el foco en la 5G y en concreto a las ondas milimétricas. En el documento se presenta un amplio catálogo de experimentaciones ya llevadas a cabo por diferentes organismos públicos y privados, en las bandas de frecuencias milimétricas consideradas más relevantes por las principales instituciones reguladoras. Se proporciona por tanto una descripción de las mismas y se analizan los principales resultados obtenidos en las campañas, así como las principales vías de investigación. Mediante esta extensa recopilación de las principales iniciativas de investigación se ha buscado tener conocimiento en profundidad y contar con una serie de referencias para poder desarrollar así un banco de medidas basado en la información más completa posible sobre la caracterización de la propagación en estas bandas.

Este banco de medidas, se ha diseñado con el objetivo de analizar la viabilidad del uso de bandas de frecuencias milimétricas y llevar a cabo medidas de canal MIMO. En el documento, explico en profundidad el diseño de ambos equipos, transmisor y receptor, describiendo en detalle las características de los diferentes módulos que lo integran, de

lo que cabe destacar el rango de frecuencias que abarca hasta 40 GHz y que cuenta con dos antenas tanto en transmisión como recepción para aplicar MIMO. De manera teórica se plantean una serie de casos de uso que cubren diferentes escenarios, teniendo en cuenta sus características con el fin de evaluar su idoneidad para tomar medidas MIMO en frecuencias milimétricas. Mediante dos aproximaciones, una teniendo en cuenta la sensibilidad y otra el nivel señal a ruido necesario del receptor, se evalúa el rango máximo de distancias que los equipos permitirían cubrir. Del estudio se desprende que las distancias máximas obtenidas resultan suficientes para la realización de medidas en interiores y además permite ver que las medidas resultan escalables a entornos exteriores donde se pueden conseguir distancias más grandes.

Además, de proporcionar una amplia descripción de las investigaciones más relevantes llevadas a cabo relacionadas con la propagación y el estudio del canal 5G, se presenta un análisis de las principales alternativas existentes en cuanto a modelos de propagación y de canal. Debido a que actualmente se trata aún de una etapa previa de análisis en el desarrollo de la 5G, no existe unanimidad en la utilización de estos modelos y menos aún se dispone de estándares. Dentro de los modelos de propagación se han presentado los modelos recomendados por la UIT para bandas de frecuencias milimétricas junto con los procedentes de la experimentación y mayormente utilizados en el análisis de los resultados de las medidas. En cuanto a los modelos de canal, se han identificado las directrices que el nuevo modelo de canal 5G debe de cumplir y se analizan tanto los modelos estocásticos como los basados en mapas, desde los aplicados a generaciones anteriores como las nuevas propuestas. De este estudio tal y como se comenta, se desprende la falta de estandarización hasta la fecha, lo que implica que los modelos existentes no se adecúen a las nuevas necesidades. Esto trae consigo que las nuevas iniciativas estén trabajando en esta línea para crear modelos de canal 5G que cubran dichas necesidades.

Tras este análisis de los diferentes modelos de canal, se ha considerado emplear como referencia para el trabajo el modelo de canal propuesto por la Universidad de Nueva York, uno de los organismos más activos en el desarrollo de la 5G. El NYU ha llevado a cabo experimentaciones de campo en varios rangos de frecuencias milimétricas en diferentes entornos, lo que les ha permitido contar con amplia información para elaborar un modelo de canal estadístico espacial 3D (SSCM) y al que además se tiene acceso de forma abierta a su código. La particularidad de este modelo de canal sobre los modelos 3GPP, es que emplea una aproximación lóbulo espacial – clúster temporal, que aumenta así el modelado espacial 3GPP existente mediante parámetros adicionales correspondientes a ensanchamientos angulares del lóbulo direccional para lóbulos espaciales.

Por lo tanto, se ha utilizado este modelo de canal como referencia para la realización de simulaciones en MATLAB. Estas simulaciones han sido realizadas para las

frecuencias de 28 y 38 GHz, coincidiendo así con las bandas de frecuencias milimétricas más destacadas y donde se concentran mayor número de experimentaciones. Se han analizado diferentes combinaciones entre las frecuencias, situaciones LoS y NLoS, escenarios UMi y UMa, bajo condiciones atmosféricas favorables y desfavorables, con configuraciones de antena MIMO 2x2, MIMO 64x64, SISO, etc. De esta manera, se obtiene una amplia visión y comprensión del funcionamiento de estas ondas dependiendo del medio. Para las diferentes simulaciones realizadas, los principales resultados obtenidos son tanto el perfil de potencia con las componentes multitrayecto junto con los resultados de la propagación de dichas componentes, como el diagrama de potencia espectral 3-D para AoD y AoA. Mediante el análisis de todos estos datos se extraen conclusiones del comportamiento del canal SSCM, para cada caso bajo estudio y la comparación respecto a variaciones introducidas en alguno de los parámetros base.

Finalmente, en función del análisis realizado a lo largo del trabajo en cuanto a casos de uso y simulaciones, se puede considerar a las ondas milimétricas como una tecnología viable para liderar el cambio hacia las redes 5G por las grandes oportunidades en cuanto a espectro disponible que presenta, pero sobre todo por los resultados obtenidos. A pesar de que estas ondas se ven afectadas en mayor medida por las pérdidas de propagación y los efectos dispersivos, tanto en el análisis teórico como en las simulaciones, se obtienen distancias resultantes razonables, que permitirían cubrir con celdas pequeñas espacios densamente poblados. Sin embargo, se trata como ya se ha mencionado de una etapa inicial de aproximación, por lo que se necesita profundizar en este tipo de estudios del comportamiento del canal de estas ondas, para lograr establecer estándares concretos y avanzar así en la estandarización y desarrollo, para cumplir con los plazos previstos para su despliegue.

10.2. Líneas futuras

Tal y como se desprende de las conclusiones, la caracterización experimental de la propagación en canales móviles en ondas milimétricas es uno de los principales retos que hay que abordar en el contexto del desarrollo de las tecnologías 5G. Un acontecimiento importante será la WRC de la UIT del año 2019, donde se debe analizar las investigaciones llevadas a cabo en las bandas propuestas en 2015 y de las que se espera que se obtengan resultados que permitan conseguir un cierto consenso. Además de esto, muchas otras iniciativas como METIS-II o mmMagic tienen previsto finalizar durante este presente año y entre sus objetivos se encuentra desarrollar modelos tanto de propagación como de canal para las frecuencias milimétricas. Por tanto, es de esperar que en el corto plazo se vayan produciendo novedades importantes.

En relación con el proyecto donde se enmarca este trabajo, se ha realizado un primer bloque con el diseño de un banco de medidas que permita realizar a posteriori medidas de propagación y canal en las principales bandas de frecuencias propuestas para

albergar comunicaciones 5G. Una vez completado el diseño y tras haber recibido los equipos, se ha procedido su montaje, calibración y configuración. En estos momentos, está todo listo para que en breve se inicien las primeras campañas de medidas. En la planificación, se ha escogido comenzar por medidas en interiores dentro del laboratorio para una situación LoS y comprobar así la correcta operación de los equipos en función de las experimentaciones documentadas. Posteriormente, se irá ampliando a experimentos con situaciones NLoS y también se irá incrementando la distancia, así como el número de objetos interferentes. Será interesante determinar el comportamiento del canal y la evaluación de las pérdidas y comparar con campañas de índole similar llevadas a cabo hasta la fecha.

Referencias

- [1] <http://cnmcblog.es/2010/05/21/conceptos-basicos-del-telecos-evolucion-de-las-comunicaciones-moviles-del-gsm-al-lte/>
- [2] Ericsson, Ericsson Mobility Report, no. EAB-15:010920, February 2015, www.ericsson.com/res/docs/2015/ericsson-mobility-report-feb-2015-interim.pdf
- [3] White_paper_c11-481360, "Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology," June 2016
- [4] ICT-317669 METIS project, "Future radio access scenarios, requirements and KPIs," Deliverable D1.1, April 2013, www.metis2020.com/documents/deliverables/
- [5] G. P. Fettweis, "The Tactile Internet: Applications and challenges," IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 9, no. 1, pp. 64–70, March 2014
- [6] 5G-PPP. 2016. [Online] <https://5g-ppp.eu/>
- [7] METIS, Mobile and wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society, EU 7th Framework Programme project, www.metis2020.com
- [8] IMT-2020 (5G) Promotion group. 2016. [Online] www.imt-2020.cn/en
- [9] 5G Forum. 2016. [Online] www.5gforum.org/eng/main/
- [10] ARIB, 2020 and Beyond Ad Hoc (20B AH), "Mobile Communications Systems for 2020 and beyond." October 2014, www.arib.or.jp/english/20bah-wp-100.pdf
- [11] International Telecommunications Union Radio (ITU-R), "Future technology trends of terrestrial IMT systems," Report ITU-R M.2320, November 2014, www.itu.int/pub/R-REP-M.2320
- [12] International Telecommunications Union Radio (ITU-R), "Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond," Recommendation ITU-R M.2083, September 2015, www.itu.int/rec/R-REC-M.2083
- [13] International Telecommunications Union Radio (ITU-R), "Technical feasibility of IMT in bands above 6 GHz," Report ITU-R M.2376, July 2015, www.itu.int/pub/R-REP-M.2376
- [14] 3GPP, "Tentative 3GPP timeline for 5G," March 2015, http://www.3gpp.org/news-events/3gpp-news/1674-timeline_5g
- [15] IEEE 802.15 Working Group for WPAN. [Online] www.ieee802.org/15/
- [16] IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks. [Online] www.ieee802.org/11/

- [17] Afif Osseiran; Jose F. Monserrat; Mischa Dohler, "5G Mobile and Wireless Communications Technology" Cambridge University Press, Jun 2016.
- [18] Lu Lu, Geoffrey Y. Li, A. Lee Swindlehurst, Alexei Ashikhmin, David Gesbert and Rui Zhang, "An overview of massive MIMO: Benefits and challenges," IEEE J. Sel. Topics Signal Process., vol. 8, no.5, pp. 742 - 758, Oct. 2014
- [19] S. Sun, T. S. Rappaport, R. W. Heath, A. Nix, and S. Rangan, "Mimo for millimeter-wave wireless communications: beamforming, spatial multiplexing, or both?" IEEE Commun. Mag., vol. 52, no. 12, pp. 110–121, Dec. 2014.
- [20] Pirinen, P.: Challenges and possibilities for flexible duplexing in 5G networks. In: CAMAD 2015, Guildford, UK, 7–9 September 2015
- [21] J.F. Monserrat, H. Droste, Ö. Bulakci, J. Eichinger, O. Queseth, M. Stamatelatos, H. Tullberg, V. Venkatkumar, G. Zimmermann, U. Dötsch, A. Osseiran, "Rethinking the Mobile and Wireless Network Architecture: The METIS Research into 5G", EuCNC 2014, June 23-26, Bologna, Italy
- [22] Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, A. Li, and K. Higuchi, "Non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access," in Proc. IEEE VTC Spring 2013, June 2013, pp. 1–5.
- [23] B.Wang, K. Wang, Z. Lu, T.Xie and J.Quan "Comparison Study of Non-Orthogonal Multiple Access Schemes for 5G", IEEE Xplore, 2014.
- [24] H. Nikopour and H. Baligh, "Sparse code multiple access," in Proc. IEEE PIMRC 2013, Sep. 2013, pp. 332–336.
- [25] J. Zeng, B. Li, X. Su, L. Rong and R. Xing. Pattern division multiple access (PDMA) for cellular future radio access. IEEE WCSP. pp.1-5 ,2015
- [26] M. Bellanger, «FBMC physical layer: a primer», PHYDYAS, January, 2010.
- [27] WiGig Alliance. [Online] "WiGig Alliance Specifications Page"
- [28] Local Multipoint Distribution Service (LDMS), by Vinod Tipparaju, November 23, 1999
- [29] Emmy Johnson, "Mobile Data Backhaul: The need for E-Band," Mobile World Congress, 2013
- [30] A. Maltsev et al., "Channel models for 60 GHz WLAN systems". Jan. 2010
- [31] ITU-R Rec. P.676-10, "Attenuation by atmospheric gases," UIT, Geneva, Switzerland, 2013

- [32] ITU-R Rec P.530-15, “Datos de propagación y métodos de predicción necesarios para el diseño de sistemas terrenales con visibilidad directa,” UIT, Geneva, Switzerland, 2013
- [33] C. R. Anderson and T. S. Rappaport, "In-building wideband partition loss measurements at 2.5 and 60 GHz," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 3, pp. 922-928, May 2004
- [34] T. S. Rappaport et al., “Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!” IEEE Access, vol. 1, no. 1, p
- [35] J. N. Murdock, E. Ben-Dor, Y. Qiao, J. I. Tamir, and T. S. Rappaport, “A 38 GHz cellular outage study for an urban outdoor campus environment,” in Proc. IEEE WCNC, Apr. 2012, pp. 3085–3090
- [36] E. Ben-Dor, T. S. Rappaport, Y. Qiao, and S. J. Lauffenburger, “Millimeter-wave 60 GHz outdoor and vehicle AOA propagation measurements using a broadband channel sounder,” in Proc. IEEE GLOBECOM, Dec. 2011, pp. 1–6
- [37] Y. Azar et al., “28 GHz propagation measurements for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in New York City,” in Proc. IEEE ICC, Jun. 2013, pp. 5143–5147
- [38] G. MacCartney and T. Rappaport, “73 GHz millimeter wave propagation measurements for outdoor urban mobile and backhaul communications in New York City,” in 2014 IEEE International Conference on Communications (ICC), Jun. 2014, pp. 4862–4867.
- [39] H. C. Nguyen et al., “Evaluation of empirical ray-tracing model for an urban outdoor scenario at 73 GHz e-band,” in Proc. IEEE 80th VTC—Fall, Sep. 2014, pp. 1–6.
- [40] G. R. MacCartney, Jr., T. S. Rappaport, S. Sun, and S. Deng, “Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 GHz and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks (Invited Paper),” IEEE Access, pp. 2388–2424, Dec. 2015
- [41] H. C. Nguyen et al., “An empirical study of urban macro propagation at 10, 18 and 28 GHz,” in Proc. IEEE 83rd VTC Spring, Nanjing, China, May 2016
- [42] S. Sun et al., “Path loss, shadow fading, and line-of-sight probability models for 5G urban macro-cellular scenarios,” in Proc. GC Wkshps, Dec. 2015, pp. 1–7
- [43] S. Sun et al. Investigation of prediction accuracy, sensitivity, and parameter stability of large-scale propagation path loss models for 5G wireless communications. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 65(5):2843–2860, May 2016

- [44] mmMagic, Deliverable 2.1 “Measurement Campaigns and Initial channel model for the frequency range 6-100 GHz”, March 2016
- [45] ICT-317669 METIS, Deliverable 1.4 Version 3 “METIS Channel Models”, July 2015
- [46] M. Kyro, S. Ranvier, V. Kolmonen, K. Haneda, and P. Vainikainen, “Long range wideband channel measurements at 81-86 GHz frequency range,” in Proc. 4th EuCAP, Apr. 2010, pp. 1–5
- [47] Aalto University, BUPT, CMCC, Nokia, NTT DOCOMO, New York University, Ericsson, Qualcomm, Huawei, Samsung, Intel, University of Bristol, KT Corporation, University of Southern California, “5G channel model for bands up to 100 GHz,” 2015 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2015), Dec. 2015. [Online]. Available: <http://www.5gworkshops.com/5GCM.html>
- [48] C. Larsson, F. Harrysson, B.-E. Olsson, and J.-E. Berg. An outdoor-to-indoor propagation scenario at 28 GHz. In Proc. 8th European Conf. Antennas Propag. (EuCAP2014), pages 1–5, Den Haag, the Netherlands, Apr. 2014
- [49] M. Kim, J. I. Takada, Y. Chang, J. Shen, and Y. Oda. Large-scale characteristics of urban cellular wideband channels at 11 GHz. In 9th European Conf. Ant. Prop. (EuCAP 2015), pages 1–4, May 2015
- [50] Salous, S., & Gao, Y. (2016, April). Wideband measurements in indoor and outdoor environments in the 30 GHz and 60 GHz bands. In 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) (pp. 1-3). IEEE
- [51] S. Piersanti, L. A. Annoni, D. Cassioli, "Millimeter waves channel measurements and path loss models," IEEE International Conference on Communications (ICC) 2012, Ottawa, Canada, 10-15 June 2012
- [52] IST-4-027756 WINNER II project, “Channel models,” Deliverable D1.1.2, version V1.2, February 2008
- [53] Rec. ITU-R P.1411-8, Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz, Jul. 2015.
- [54] Rec. ITU-R P.1238-8, Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz, Jul. 2015
- [55] S. Sun, G. R. MacCartney, Jr., and T. S. Rappaport, “Millimeter-wave distance-dependent large-scale propagation measurements and path loss models for outdoor and indoor 5G systems,” in Proc. 10th EuCAP, Davos, Switzerland, Apr. 2016. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1511.07345>

- [56] P. F. M. Smulders and L. M. Correia, "Characterisation of propagation in 60 GHz radio channels," *Electron. Commun. Eng. J.*, vol. 9, no. 2, pp. 73–80, Apr. 1997
- [57] J. B. Andersen, T. S. Rappaport, and S. Yoshida, "Propagation measurements and models for wireless communications channels," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, no. 1, pp. 42–49, Jan. 1995
- [68] 3GPP TR 25.996, "Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations," Technical Report TR 25.996 V6.1.0, Technical Specification Group Radio Access Network, September 2003
- [69] CELTIC CP5-026 WINNER+ project, "Final channel models," Deliverable D5.3, V1.0, June 2010
- [70] International Telecommunications Union Radio (ITU-R), "Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced," Report ITU-R M.2135, December 2009, www.itu.int/pub/R-REP-M.2135-1-2009
- [71] 3GPP TR 36.873, "Study on 3D channel model for LTE," Technical Report TR 36.873 V12.2.0, Technical Specification Group Radio Access Network, June 2015
- [72] S. Jaeckel, L. Raschkowski, K. Börner, and L. Thiele, "QuaDRiGa: A 3- D multi-cell channel model with time evolution for enabling virtual field trials," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, pp. 3242-3256, 2014. (<http://quadriga-channel-model.de>)
- [73] R. Verdone and A. Zanella (Editors), "Pervasive Mobile and Ambient Wireless Communications: COST Action 2100," Springer, 2012
- [74] MiWEBA, Deliverable D5.1 "Channel modeling and characterization," June, 2014, http://www.miweba.eu/wp-content/uploads/2014/07/MiWEBA_D5.1_v1.011.pdf
- [75] M.K. Samimi, T.S. Rappaport, "Statistical channel model with multi frequency and arbitrary antenna beamwidth for millimeter-wave outdoor communications," in *Proc. IEEE GLOBECOM 2015*, San Diego, CA, USA, Dec. 2015
- [76] M. K. Samimi and T. S. Rappaport, "3-D Millimeter-Wave Statistical Channel Model for 5G Wireless System Design," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 7, pp. 2207-2225, July 2016
- [77] NYU WIRELESS. Open Source Downloadable 5G Channel Simulator Software, accessed on Apr. 2016. [Online]. Available: <http://bit.ly/1WNPpDX>
- [78] J. Walfisch and H. Bertoni, "A theoretical model of UHF propagation in urban environments", *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 36, pp. 1788-1796, December 1988.

- [79] J.-E. Berg, "A recursive method for street microcell pathloss calculations", Sixth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC'95, Wireless: Merging onto the Information Superhighway. Vol. 1, 1995.
- [80] N5173B ENG-X – 513, Keysight Technologies, «www.keysight.com» Disponible online. <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5991-3132EN.pdf?id=2408626>.
- [81] MAX4M260400, Miteq, «www.miteq.com» Disponible online. <https://miteq.com/viewmodel.php?model=MAX4M260400>
- [82] QSH-SL-26-40-K-20, Steatite Q-par, «<http://www.steatiteqpar-antennas.co.uk>» Disponible online. Datasheets/STEATITE-QPAR/01_Horns/01_Wideband/QMS-00361_TEST_REPORT.pdf
- [83] QOM-SL-26-40-K-SG-R, Steatite Q-par, «<http://www.steatiteqpar-antennas.co.uk>» Disponible online. Datasheets/STEATITE-QPAR/04_Omni-Directional/QMS-00029_TEST_REPORT.pdf
- [84] U7227F-8F, Keysight Technologies, «www.keysight.com» Disponible online. <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5991-4246EN.pdf?id=2463640>.
- [85] M9362AD01 – F50, Keysight Technologies, «www.keysight.com» Disponible online. <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-6624EN.pdf?id=1969671>.
- [86] M9352A-H02, Keysight Technologies, «www.keysight.com» Disponible online. <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/M9352-90002.pdf?id=2662679>
- [87] DSOS104A, Keysight Technologies, «www.keysight.com» Disponible online. <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5991-3904EN.pdf?id=2447379>.
- [88] <https://datosclima.es/>
- [89] Rec ITU-R P.837-6, Characteristics of precipitation for propagation modelling, Feb. 2012